



HAL
open science

**Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles:
applications à la conception d'antennes compactes
intégrées dans un système de communication
ultra-large-bande**

Anne Claire Lepage

► **To cite this version:**

Anne Claire Lepage. Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles: applications à la conception d'antennes compactes intégrées dans un système de communication ultra-large-bande. domain_other. Télécom ParisTech, 2005. English. NNT : . pastel-00002238

HAL Id: pastel-00002238

<https://pastel.hal.science/pastel-00002238>

Submitted on 9 Mar 2007

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.



École Doctorale
d'Informatique,
Télécommunications
et Électronique de Paris

Thèse

Présentée pour obtenir le grade de Docteur
de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications

Spécialité : **Electronique et Communications**

Anne Claire LEPAGE

Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles :
applications à la conception d'antennes compactes intégrées
dans un système de communication ultra-large bande

Soutenue le 27 juin 2005 devant le jury composé de :

Anja SKRIVERVIK

Rapporteurs

Serge TOUTAIN

Christophe DELAVEAUD

Examineurs

Alain SIBILLE

Gilles LE RAY

Invités

Pierre POEY

Xavier BEGAUD

Directeurs de thèse

Ala SHARAIHA

REMERCIEMENTS

Cette thèse a été préparée au sein du groupe Radiofréquences du Département Communications et Electronique de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications et du groupe Antennes et Hyperfréquences de l'Institut d'Electronique et des Télécommunications de Rennes (IETR).

Je tiens tout d'abord à remercier vivement mes directeurs de thèse, Xavier Begaud de l'ENST, Pierre Poey puis Ala Sharaiha de l'IETR.

J'ai pu bénéficier de leurs compétences complémentaires. Je les remercie pour toutes les connaissances qu'ils m'ont apportées, pour leurs conseils et critiques constructives, pour leur soutien et pour m'avoir donné l'opportunité de participer à de nombreuses réunions de la communauté scientifique qui furent très enrichissantes pour moi.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur Alain Sibille de l'ENSTA pour avoir accepté de présider le jury et également pour les nombreux échanges que nous avons eus dans le cadre du projet européen ULTRAWAVES.

J'exprime toute ma gratitude à Madame le Professeur Anja Skrivervik et à Monsieur le Professeur Serge Toutain pour avoir accepté d'être rapporteur de ces travaux et pour leurs remarques constructives.

Je remercie également Monsieur Christophe Delaveaud pour sa participation au jury en tant qu'examineur.

Je suis très reconnaissante à Monsieur Daniel Thouroude, directeur de l'IETR, pour m'avoir accueillie dans son laboratoire et plus généralement à tous les membres du groupe Antennes et Hyperfréquences. Je remercie particulièrement Gilles Le Ray pour son accueil toujours chaleureux, pour les échanges très fructueux que nous avons eus et pour son aide précieuse lors de la réalisation des prototypes. Je remercie aussi vivement Sébastien Chaïnnon et Mohamed Himdi pour leur aide concernant la réalisation des antennes sur mousse métallisée. Je remercie également Laurent Le Coq pour sa patience et son aide lors de la mesure des diagrammes de rayonnement. Enfin, je remercie Claire Marchais.

Je remercie vivement Christophe Roblin, ainsi que Serge Bories et Hassan Ghannoum, de l'ENSTA pour nos échanges dans le cadre du projet européen, pour leurs nombreuses explications concernant le fonctionnement des antennes dans le domaine temporel et pour les mesures de diagrammes de rayonnement.

Je souhaite également remercier les membres du département COMELEC de l'ENST et tout particulièrement Bernard Huyart, responsable de l'équipe RadioFréquences & Microondes, pour son accueil, Danielle Childz, Chantal Cadiat et Marie Baquero pour leur aide précieuse pour la partie administrative et Alain Croullebois pour la réalisation des prototypes et sa patience devant l'étendue de mes connaissances en dessin industriel !

Je remercie également mes collègues antennistes, Ludovic et Alireza, pour leur disponibilité et toutes nos discussions pour percer le « mystère » des antennes.

Un grand merci à tous les thésards, docteurs et stagiaires du laboratoire, Sara pour le partage de nos cultures et pour m'avoir fait découvrir la cuisine libanaise, mais aussi Guillaume, Souheil, Fernando, Désiré, Carlos, Ihssen, François, Yem, Judson, Ghalid, Cédric, Pidio, Charif, et tous ceux que j'oublie, pour leur aide diverse et aussi pour les inestimables moments partagés.

Pour finir, je remercie tous ceux qui, en dehors du travail, m'ont accompagnée et soutenue durant cette thèse. Je réserve une pensée particulière à Nicolas qui m'a toujours écoutée et encouragée, et m'a apporté son aide avec enthousiasme pour la finalisation de ce mémoire.

RÉSUMÉ

Depuis plusieurs années, le domaine des télécommunications et des nouvelles technologies connaît un véritable essor. On assiste aujourd'hui à un engouement sans précédent du grand public pour les applications de communication multimédia (données, voix, photos, vidéos) et la demande est de plus en plus forte pour un transfert à haut débit entre des équipements communicants mobiles et à encombrement réduit. De plus, que le mode d'utilisation soit nomade ou sédentaire, les technologies radio sans fils (Bluetooth, WiFi, GPRS, UMTS, WiMax) connaissent un grand succès.

Pour répondre à ces besoins croissants de communication sans fils à haut débit, les futures générations d'équipements vont faire appel à des antennes de plus en plus performantes. Celles-ci devront fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences ou sur une large bande. Mais elles devront aussi, pour des raisons pratiques et esthétiques, être intégrées aux systèmes radio, ce qui requiert la mise au point de structures compactes, discrètes et n'ayant pas de problèmes de compatibilité électromagnétique avec les circuits électroniques environnants.

Pour répondre à ces différents objectifs, nous avons axé notre recherche sur les antennes tridimensionnelles qui offrent un grand nombre de degrés de liberté. Mais ces structures sont souvent complexes car elles comportent de nombreux paramètres. Afin de mieux les appréhender, nous proposons dans cette thèse d'élaborer une démarche de conception de ces antennes.

Pour ce faire, nous commençons par l'étude systématique d'une antenne canonique constituée d'un dipôle placé à proximité d'une cavité métallique rectangulaire. L'effet des différents paramètres est analysé afin de mettre en évidence l'importance relative de chacun d'entre eux et de proposer ainsi une démarche de conception pour optimiser la bande passante et le rayonnement de l'antenne.

Dans un deuxième temps, nous présentons la conception d'une antenne tridimensionnelle compacte, large bande et directive, l'antenne "sonde en F et triangle", qui offre l'avantage de présenter un diagramme de rayonnement stable en fréquence.

Puis, fort de l'expérience acquise sur l'antenne dipôle, nous procédons de nouveau à une étude de l'influence sur l'impédance des différents paramètres de cette antenne complexe. Celle-ci permet d'élaborer une méthodologie de conception simple, rapide, efficace et générale. Nous pouvons ainsi optimiser l'antenne "sonde en F et triangle" et atteindre une bande passante en adaptation comprise entre 3.1 et 6.1 GHz.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est stable sur la bande passante et le gain moyen de cette antenne est de 6 dB.

Une caractérisation dans le domaine temporel est ensuite proposée afin de connaître le comportement de l'antenne dans une communication UWB.

Enfin, l'antenne "sonde en F et triangle" est mise en cavité afin d'étudier ses propriétés lors de l'intégration dans un système radio. Des analogies et différences entre cette antenne complexe et le système {dipôle et cavité} sont également mises en évidence.

ABSTRACT

For several years, telecommunications and new technologies fields show an important development. There is today a general craze for multimedia communications (data, voice, photos, videos) and a growing demand for high rate links between communication systems which have to be mobile and compact.

Moreover, for a nomadic or sedentary use, wireless radio technologies like Bluetooth, Wifi, GPRS, UMTS or WiMax, are a big success.

To meet this growing need for high rate wireless communication links, future equipments will require high performance antennas. Those will have to work over multifrequency bands or over a broad band. But, for aesthetic and practical reasons, they will also have to be integrated into radio systems, which requires the conception of compact and discrete structures without problems of electromagnetic compatibility with surrounding electronic circuits.

To reach these objectives, we focused our research on three-dimensional antennas that offer numerous degrees of freedom. But this kind of structure is complex due to the numerous parameters.

To improve the understanding of their way of working, we propose to develop in this thesis a design process for these antennas.

First, we begin with a systematic study of a canonical antenna made with a dipole placed near or inside an open rectangular metallic cavity.

The effects of different parameters are studied in order to bring out their relative importance and thus to build a design method to optimise the impedance bandwidth and radiation pattern.

Then, we design a three-dimensional, compact, broadband and directive antenna called "F-probe with triangular patch antenna" which offers the advantage to have a radiation pattern, which remains stable over the whole frequency band.

Thanks to the experience acquired in the first part with the canonical antenna, we proceed to a complete study of the influence of the different parameters on the input impedance. This enables us to devise a simple, quick, efficient and general method to determine the input impedance of this complex antenna. Thus, the "F-probe with triangular patch antenna" is optimised and reaches a -10 dB impedance bandwidth between 3.1 and 6.1 GHz. The average gain is about 6 dB and the radiation pattern stays stable over the whole bandwidth.

A time-domain characterisation has also been proposed in order to determine the behaviour of the antenna in a UWB communication link.

Finally, the "F-probe with triangular patch antenna" has been placed into a cavity in order to study the influence of the integration in the radio system on the antenna's features. Analogies and differences between this complex antenna and the {dipole + cavity} system have been highlighted.

SOMMAIRE

INTRODUCTION	1
Références bibliographiques	5
CHAPITRE 1	7
Analyse de l'influence d'une cavité métallique rectangulaire à proximité d'un dipôle	
1. Présentation des logiciels de simulation	8
1.1. ANTEF	8
1.2. Microwave Studio	10
2. Impédance du dipôle seul	10
3. Dipôle au-dessus d'un plan réflecteur de grandes dimensions	12
4. Impédance du dipôle à proximité d'une cavité métallique	14
4.1. Présentation de la structure	14
4.2. Variation de la hauteur h_{cav} de la cavité	15
4.3. Variation de la longueur $long_{cav}$ de la cavité	17
4.4. Variation de la largeur $larg_{cav}$ de la cavité	19
4.5. Variation de la distance h entre le dipôle et le fond de la cavité	22
4.6. Conclusion de l'étude paramétrique	24
4.7. Bande passante obtenue après renormalisation de l'impédance	26
5. Evolution de la structure "dipôle + cavité"	28
5.1. Dipôle à proximité d'une cavité à 2 murs	28
5.1.1. Présentation de la structure	28
5.1.2. Etude de l'impédance d'entrée	29
5.1.3. Observation des courants surfaciques	31
5.2. Dipôle à proximité de deux dipôles passifs	34
5.3. Dipôle à proximité de trois dipôles passifs	35
5.3.1. Présentation et validation du modèle	35
5.3.2. Importance des caractéristiques des dipôles passifs	36
5.4. Dipôle à proximité d'une couronne et d'un dipôle réflecteur	40
5.5. Conclusion	42
6. Rayonnement du dipôle à proximité d'une cavité métallique	43
6.1. Dipôle seul	43
6.2. Dipôle au-dessus d'un plan de masse de grandes dimensions	43
6.3. Dipôle à proximité d'une cavité	44
6.3.1. Antenne "dipôle + cavité" n°1	45

6.3.2. Antenne "dipôle + cavité" n°2	51
6.4. Conclusion	55
7. Rayonnement des structures dérivées	55
7.1. Dipôle à proximité de trois dipôles réflecteurs	55
7.2. Dipôle à proximité d'une couronne et d'un dipôle réflecteur	57
7.3. Conclusion	59
8. Réalisation et caractérisation d'un dipôle au-dessus d'une cavité	60
8.1. Prototype réalisé	60
8.2. Adaptation	61
8.3. Diagramme de rayonnement	61
9. Conclusion	64
10. Références bibliographiques	65
CHAPITRE 2	67
Etat de l'art et conception de l'antenne "sonde en F + triangle"	
1. Etat de l'art	67
1.1. Alimentation par sonde : élargissement de la bande passante par modification de l'élément rayonnant	68
1.1.1. Introduction de fentes	68
1.1.2. Élément rayonnant en 3 dimensions	69
1.1.3. Élément rayonnant avec court-circuits	70
1.2. Alimentation par sonde : élargissement de la bande passante par modification de l'alimentation	71
1.2.1. Ajout d'une transition entre la sonde et le patch	71
1.2.1.1. Transition micro-ruban	71
1.2.1.2. Transition avec ruban métallique en 3 dimensions	71
1.2.2. Alimentation par couplage avec une sonde de forme modifiée	72
1.3. Conclusion	74
2. Etude des performances de l'antenne "sonde en F" alimentant un élément rayonnant rectangulaire	76
2.1. Présentation de la structure	76
2.2. Logiciel de simulation	76
2.3. Adaptation	77
2.4. Diagrammes de rayonnement	77
3. Substitution de l'élément rayonnant rectangulaire par un élément rayonnant triangulaire	80
3.1. Structure de l'antenne	80
3.2. Adaptation	80
3.3. Diagramme de rayonnement	81
4. Transposition de l'antenne "sonde en F + triangle" pour la bande UWB	84
4.1. Nouvelle géométrie de l'antenne	84

4.2. Adaptation	86
4.3. Diagramme de rayonnement	88
5. Introduction de fentes sur l'élément triangulaire	90
6. Simplification de la sonde	91
6.1. Première simplification de la sonde	91
6.1.1. Présentation	91
6.1.2. Adaptation	92
6.1.3. Diagramme de rayonnement	93
6.2. Seconde modification pour l'obtention d'une sonde réalisable par pliage	94
7. Conclusion	95
8. Références bibliographiques	96

CHAPITRE 3 **99**

L'antenne "sonde en F + triangle" : Analyse, optimisation, caractérisations fréquentielles et temporelles et réalisation

1. Etude de l'impédance d'entrée de l'antenne "sonde en F + triangle"	99
1.1. Influence de la taille du plan de masse	100
1.2. Influence de la position D du triangle par rapport à la sonde	101
1.3. Influence de la taille de l'élément triangulaire	101
1.4. Influence de la distance H entre le triangle et le plan de masse	102
2. Etude de l'impédance d'entrée de la sonde en F seule	104
2.1. Etude de la sonde n°1 : $H_1 = 12 \text{ mm}$; $L_1 = 14 \text{ mm}$; $H_2 = 8 \text{ mm}$; $L_2 = 10 \text{ mm}$	105
2.1.1. Variation de H_1	105
2.1.2. Variation de L_1	106
2.1.3. Variation de H_2	107
2.1.4. Variation de L_2	108
2.1.5. Conclusion	109
2.2. Etude de la sonde n°2 : $H_1 = 12 \text{ mm}$; $L_1 = 10 \text{ mm}$; $H_2 = 6 \text{ mm}$; $L_2 = 12 \text{ mm}$	109
2.2.1. Variation de H_1	109
2.2.2. Variation de L_1	110
2.2.3. Variation de L_2	111
2.2.4. Variation de H_2	112
2.2.5. Observation des courants sur la sonde	113
2.2.6. Conclusion	115
3. Etude de l'impédance d'entrée de la sonde en L seule	115
4. Méthodologie de conception d'une antenne alimentée par une sonde en F	117
4.1. Choix des fréquences de résonance	117
4.1.1. Troisième fréquence de résonance	117
4.1.2. Deuxième fréquence de résonance	117
4.1.3. Première fréquence de résonance	117
4.2. Conception de la sonde en F seule	118

4.3. Conception de la structure complète	120
4.4. Généralisation	125
4.5. Conclusion	130
5. Etude de l'antenne "sonde en F + triangle" optimisée	130
5.1. Réalisation de l'antenne	130
5.2. Adaptation de l'antenne	131
5.3. Influence de la taille du plan de masse sur le rayonnement	132
5.4. Diagramme de rayonnement	135
6. Caractéristiques fréquentielles et temporelles spécifiques pour une utilisation en régime ultra large bande impulsif	137
6.1. Fonction de transfert et réponse impulsionnelle : définitions	137
6.2. Procédure de mesure de la fonction de transfert	138
6.3. Étude dans le domaine temporel	139
6.3.1. Réponse impulsionnelle	139
6.3.2. Champ rayonné dans le domaine temporel	140
6.4. Étude de la dispersion	141
6.4.1. Linéarité de la phase de la fonction de transfert	141
6.4.2. Comportement angulaire du temps de groupe	142
6.5. Utilisation de nouveaux outils de caractérisation adaptés à l'ultra large bande	144
6.5.1. Le gain effectif moyen pondéré par l'impulsion	144
6.5.2. La variation angulaire de la distorsion de l'impulsion rayonnée	145
6.6. Conclusion	146
7. Réalisation du prototype en mousse métallisée	147
7.1. Présentation de la technologie	147
7.2. Réalisation et caractérisation de l'antenne "sonde en F + triangle" en mousse métallisée	147
8. Conclusion	150
9. Références bibliographiques	151

CHAPITRE 4 **153**

Mise en cavité de l'antenne "sonde en F + triangle" pour l'étude de son intégration

1. Ajout de deux murs parallèles au plan E	153
1.1. Présentation de la structure	153
1.2. Etude de l'adaptation	155
1.3. Etude du rayonnement	158
2. Etude de l'antenne avec une cavité à quatre murs	160
2.1. Présentation de la structure	160
2.2. Etude de l'adaptation	161
2.3. Etude du rayonnement	162

3. Réalisation et caractérisation du prototype	163
3.1. Réalisation	163
3.2. Mesure de l'adaptation	164
3.3. Mesure du diagramme de rayonnement	164
4. Réduction du rayonnement arrière	169
4.1. Présentation de la structure	169
4.2. Impédance d'entrée	170
4.3. Diagrammes de rayonnement	170
5. Conclusion	172
6. Références bibliographiques	174
CONCLUSION GÉNÉRALE	175
LISTE DES PUBLICATIONS	179

INTRODUCTION

Depuis plusieurs années, le domaine des télécommunications et des nouvelles technologies connaît un véritable essor et ne cesse d'innover, malgré une situation économique difficile.

Encore réservées il y a quelques années à une clientèle spécialisée, on assiste aujourd'hui à un engouement sans précédent du grand public pour les nouvelles applications et services offerts par ces nouvelles technologies.

Que ce soit pour la recherche ou l'échange d'informations sur l'Internet, ou encore pour l'utilisation d'applications de communication multimédia (données, voix, photos, vidéos), la demande est de plus en plus forte pour un transfert à haut débit entre des équipements communicants mobiles et à encombrement réduit.

Que le mode d'utilisation soit nomade ou sédentaire, on assiste à un important développement des technologies radio sans fils (Bluetooth, WiFi, GPRS, UMTS, WiMax) comme en témoigne l'accroissement du nombre de terminaux mobiles ou encore des modems, routeurs et points d'accès sans fils à domicile ou dans les lieux publics.

Pour répondre à ces besoins croissants de communication sans fils à haut débit, les futures générations d'équipements vont faire appel à des antennes de plus en plus performantes. Celles-ci devront fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences ou sur une large bande mais elles devront aussi, pour des raisons pratiques et esthétiques, être intégrées aux systèmes radio, ce qui requiert la mise au point de structures compactes, discrètes et n'ayant pas de problèmes de compatibilité électromagnétique avec les circuits électroniques environnants. En outre, ces antennes devront être d'un faible coût de réalisation.

Jusqu'à présent, de nombreuses antennes planaires, c'est-à-dire en deux dimensions, ont été étudiées et sont aujourd'hui pleinement exploitées. Nous avons donc axé notre recherche sur les antennes en trois dimensions, moins connues, qui offrent un plus grand nombre de degrés de liberté, et donc de nouvelles possibilités pour répondre aux objectifs cités ci-dessus.

Néanmoins, les nombreux paramètres des structures 3D les rendent complexes et difficiles à appréhender. C'est pourquoi l'un des objectifs de cette thèse est l'élaboration d'une méthode de conception de ces antennes.

Récemment, les principaux acteurs des télécommunications - chercheurs, industriels, comités de normalisation et opérateurs - se sont intéressés à la technologie ULB (Ultra Large Bande) ou UWB (Ultra Wide Band) en anglais. Au départ utilisée par les militaires pour les radars à

haute résolution, l'UWB ouvre aujourd'hui de nouveaux champs d'applications dans le domaine civil.

En effet, cette technologie se caractérise par l'utilisation d'un large spectre de fréquences, avec en contre partie des densités spectrales de très faible puissance, permettant la cohabitation avec les systèmes bande étroite existants qui utilisent déjà la plupart des fréquences radio autorisées.

Ainsi, selon la formule de la capacité d'un canal de communication de Shannon :

Capacité = bande passante $\times \log_2(1 + \text{rapport signal sur bruit})$, la capacité du canal croît proportionnellement avec la bande passante. On comprend alors l'intérêt de l'UWB pour atteindre des débits élevés. Or le développement actuel des circuits rapides rend cette perspective réalisable, ce qui explique l'engouement actuel de la communauté scientifique. Des débits de l'ordre de plusieurs centaines de Mbits/s avec une portée de quelques mètres sont déjà annoncés.

En terme de modulation, deux approches se distinguent : d'une part, une modulation sans porteuse grâce à l'utilisation d'impulsions très courtes, et par conséquent à large spectre et, d'autre part, une approche multi-bandes de type OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing – dans laquelle le spectre est découpé en sous-bandes de 500 MHz.

La bande de fréquences qui a été allouée à la technologie UWB pour les communications civiles aux Etats-Unis [1] est comprise entre 3.1 à 10.6 GHz avec une densité de puissance d'émission inférieure à -42dBm/MHz. En Europe, les comités de régulation n'ont pas encore décidé des niveaux de puissance limites autorisés.

Les antennes destinées aux communications UWB doivent bien sûr être adaptées en impédance sur toute la bande de fréquences et répondre aux contraintes de coût et d'intégration des terminaux grand public citées plus haut. De plus, et tout particulièrement dans le cas d'une modulation de type impulsionnelle, l'antenne doit présenter des spécificités supplémentaires afin que le signal subisse le moins de distorsion possible lors de son passage à travers celle-ci.

Selon les applications, il est envisageable d'utiliser des antennes omnidirectionnelles ou directionnelles.

Ainsi, les antennes omnidirectionnelles sont adaptées à des terminaux pour lesquels aucune direction particulière n'est privilégiée [2].

En revanche, les antennes directionnelles trouvent tout leur intérêt lorsqu'elles sont placées sur un mur ou utilisées dans une topologie sectorisée du réseau radio. Pour un terminal ou un point d'accès radio, elles autorisent également la mise en œuvre de la diversité angulaire multi-capteurs qui permet de gagner en bilan de liaison, réduction des interférences, etc... Une antenne directive peut aussi être placée sur un équipement pour lequel il est envisageable de demander à l'utilisateur de pointer dans la direction désirée. Même si elles n'améliorent pas le bilan de liaison à l'émission car la puissance rayonnée dans une direction

est limitée par les comités de régulation, les antennes directives réduisent les rayonnements parasites et donc la consommation d'énergie. Elles permettent aussi de limiter le couplage avec les circuits électroniques qui nuit aux caractéristiques de rayonnement de l'antenne et au bon fonctionnement de ces circuits. De plus, à la réception, l'utilisation d'antennes directives permet de gagner quelques précieux dB dans le bilan de liaison et d'augmenter ainsi la portée du système [3].

De nombreuses recherches portant sur les antennes UWB omnidirectionnelles, nous avons orientés nos travaux vers la conception d'antennes directives, présentant les avantages cités ci-dessus, et en trois dimensions, pour répondre aux contraintes mentionnées en début d'introduction.

Très prometteuse en terme de débit, de puissance consommée et de sécurisation des données, la technologie UWB fait actuellement l'objet de plusieurs projets de recherche nationaux et européens.

Parmi eux, le projet ULTRAWAVES [4] du 5^{ème} PCRD qui a privilégié la bande 3.1 – 6 GHz et dans lequel les antennes UWB que nous avons développées ont été utilisées.

Mes travaux de recherche ont été menés au laboratoire Radio Fréquences et Micro-ondes du département Communications et Electronique de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (Télécom Paris) en collaboration avec l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes de l'Université de Rennes 1 (IETR).

Le premier chapitre s'intéresse à l'étude systématique d'une antenne 3D canonique constituée d'un dipôle placé à proximité d'une cavité métallique rectangulaire. L'effet des différents paramètres est analysé afin de mettre en évidence l'importance relative de chacun d'entre eux et de proposer ainsi une démarche de conception pour optimiser la bande passante et le rayonnement de l'antenne.

Ces études paramétriques ont également conduit à la définition de nouvelles structures résultant d'une évolution du système {dipôle + cavité}. Ces dernières peuvent apparaître, d'une part, comme des modèles simplifiés du système {dipôle + cavité} pour le calcul de l'impédance qui sont particulièrement utiles pour optimiser le temps de simulation, et d'autre part, comme des antennes à part entière avec des propriétés intéressantes.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons en premier lieu un état de l'art des antennes microrubans à substrat épais, de faible permittivité et alimentées par sonde coaxiale. Ces antennes ont la propriété d'être large bande et directives.

Puis, nous étudions la solution qui nous a parue la plus appropriée pour la conception d'une antenne UWB directive et nous présentons les modifications que nous avons effectuées pour améliorer la stabilité du diagramme de rayonnement en fréquence. L'antenne 3D ainsi obtenue est appelée "sonde en F + triangle". Son fonctionnement est ensuite transposé dans la bande 3.1 – 6 GHz.

Enfin, certaines évolutions de l'antenne sont proposées.

Dans le troisième chapitre, nous mettons à profit l'expérience acquise sur l'antenne canonique du premier chapitre pour effectuer une analyse détaillée du fonctionnement en impédance de l'antenne complexe "sonde en F + triangle". Celle-ci permet d'élaborer une

méthodologie de conception simple, rapide, efficace que nous appliquons pour optimiser la bande passante de l'antenne.

Nous montrons ensuite que notre méthode est généralisable à différents types de sondes.

Puis une caractérisation spécifique à une utilisation dans une communication UWB impulsionnelle est menée sur l'antenne "sonde en F + triangle".

Enfin, la dernière partie de ce chapitre propose une amélioration du prototype obtenue grâce à la technologie de mousse métallisée.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré à la mise en cavité de l'antenne large bande "sonde en F + triangle". Les effets de la cavité sont étudiés et des similitudes avec la mise en cavité du dipôle proposée dans le chapitre 1 sont dégagées. Cette étude permet d'appréhender le comportement de cette antenne large bande et directive lors de son intégration dans un équipement de communication.

En conclusion, sont résumés les travaux présentés dans ce mémoire et sont abordées les perspectives qu'ouvrent ces derniers.

Références bibliographiques

- [1] FCC, ET Docket 98-153, FIRST REPORT AND ORDER : Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, February 14, 2002.
- [2] A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C. Lepage, X. Begaud "Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimedia haut débit", Revue de l'Electricité et de l'Electronique, n°4, avril 2004, pp. 73-80.
- [3] H. G. Schantz "Introduction to ultra-wideband antennas", IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies UWBST, Reston, USA, November 2003.
- [4] ULTRAWAVES : ULTRA Wideband Audio Video Entertainment System (IST-2001-35189)
www.eu-projects.com/ultrawaves
A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, X. Begaud, AC. Lepage "Ultrawaves Deliverable D6.1 : Prototypes and analysis tools for ultra wide band antennas report", 23 nov. 2004 (Public Document)

CHAPITRE 1

Analyse de l'influence d'une cavité métallique rectangulaire à proximité d'un dipôle

Actuellement, l'intégration de l'antenne au sein d'un dispositif radio est de plus en plus recherchée pour des raisons pratiques et esthétiques. Mais cette intégration pose un certain nombre de problèmes notamment de couplage avec les circuits électroniques environnants. La mise en cavité de l'antenne peut apparaître comme une solution pour l'isoler de son environnement proche.

De nombreux travaux ont été réalisés sur la mise en cavité des antennes microruban [1]. En effet, la cavité permet également, dans ce cas, la suppression des modes de surface et donc un élargissement de la bande passante, une augmentation de l'efficacité et une réduction du couplage entre les éléments d'un réseau.

De même, une cavité est souvent utilisée avec des antennes spirales très large bande [2] où elle est généralement remplie d'absorbant pour supprimer une partie du rayonnement bidirectionnel de l'antenne tout en préservant son adaptation. L'isolation avec l'environnement est alors très bonne mais au prix de la perte de la moitié de l'énergie rayonnée qui est absorbée.

Dans la littérature, peu d'articles concernent la mise en cavité d'éléments rayonnants situés au-dessus d'un plan réflecteur. Wong [3] a mesuré une augmentation du gain d'un dipôle large bande placé sur un plan réflecteur lorsque celui-ci est mis dans une cavité métallique ouverte sans affecter l'adaptation à condition de choisir une cavité assez grande, c'est à dire de longueur caractéristique supérieure à la longueur d'onde de la fréquence basse de la bande passante.

Dans ce chapitre, nous allons étudier précisément les effets d'une cavité métallique rectangulaire ouverte sur les caractéristiques en impédance et en rayonnement d'un dipôle de bande passante modérée placé au-dessus d'un plan réflecteur. L'étude de cette structure canonique va nous permettre de dégager certains principes qui seront utilisés ensuite pour la conception d'une antenne plus complexe dans les chapitres suivants.

La première partie est consacrée à la présentation des deux logiciels de simulation électromagnétique que nous avons utilisés : Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology) et Antef développé à l'Université de Rennes 1.

Ensuite, nous nous intéressons à l'étude de l'impédance de différentes antennes en augmentant progressivement leur complexité : dipôle seul, puis dipôle au-dessus d'un plan réflecteur et enfin dipôle au-dessus de la cavité. L'influence des différents paramètres du système "dipôle + cavité" est étudiée et une méthode d'optimisation de la bande passante est proposée.

Par la suite, nous présentons différentes structures dérivées de l'ensemble "dipôle + cavité". L'étude de leur impédance fournit d'une part des informations sur le fonctionnement du système "dipôle + cavité" et montre, d'autre part, que ces structures peuvent être considérées comme des modèles simplifiés du système "dipôle + cavité" du point de vue de l'impédance, ce qui est particulièrement avantageux en terme de temps de simulation.

La partie suivante est consacrée à l'étude du rayonnement des antennes dont nous avons étudié l'impédance. Ainsi, nous présentons le rayonnement du dipôle seul, du dipôle au-dessus du plan métallique, puis du dipôle avec la cavité. Cette démarche permet de mettre en évidence les effets de la cavité sur le rayonnement.

Le diagramme de rayonnement des structures dérivées du système "dipôle + cavité" est également présenté car celles-ci ne sont pas uniquement des modèles du système "dipôle + cavité", mais peuvent être considérées comme des antennes à part entière ayant des propriétés intéressantes.

Enfin, la dernière partie présente le prototype du dipôle avec la cavité métallique que nous avons réalisé et caractérisé en impédance et en rayonnement afin de valider les résultats fournis par les logiciels de simulation.

1. Présentation des logiciels de simulation

Nous utilisons deux logiciels de modélisation électromagnétique pour l'étude des antennes de ce chapitre : ANTEF qui repose sur une méthode fréquentielle et Microwave Studio qui utilise une méthode de résolution temporelle. Ceci nous permet de confronter les résultats obtenus et d'obtenir un premier niveau de validation sans avoir systématiquement recours à la réalisation d'un prototype.

1.1. ANTEF

Le logiciel ANTEF développé à l'IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes) au cours de plusieurs thèses [4], [5] et [6] est basé sur l'utilisation combinée de la méthode des moments [7] et des éléments finis triangulaires de surface. Elaborée par Rao et al [8], cette technique préconise la modélisation des surfaces métalliques parfaitement conductrices par des cellules triangulaires, ce qui offre l'avantage d'être applicable à des antennes de géométrie complexe.

Ainsi, en tout point des surfaces métalliques rayonnantes, la composante tangentielle du champ électrique total est nulle, ce qui se traduit par l'équation intégrale du champ électrique, appelée aussi EFIE pour Electric Field Integral Equation :

$$\left(\vec{E} \right)_{\text{tan}}^i = - \left(\vec{E} \right)_{\text{tan}}^d = \left(j\omega \vec{A} + \vec{\nabla} \phi \right)_{\text{tan}}$$

$\left(\vec{E} \right)_{\text{tan}}^i$ est la composante tangentielle du champ électrique incident produit par l'alimentation de l'antenne, $\left(\vec{E} \right)_{\text{tan}}^d$ celle du champ diffracté, \vec{A} et ϕ sont les potentiels vecteur et scalaire associés.

La surface rayonnante de l'antenne est modélisée par des éléments finis triangulaires ce qui permet de résoudre l'équation EFIE par la méthode des moments. Finalement, on obtient le système matriciel suivant : $[V_m] = [Z_{mn}].[I_n]$ où $[V_m]$ est le vecteur colonne d'excitation, $[I_n]$ est le vecteur colonne inconnu dont chaque ligne n correspond à l'intensité traversant normalement l'arête n et $[Z_{mn}]$ est une matrice $N \times N$. La détermination de ces courants sur l'antenne permet de connaître son coefficient de réflexion et de déduire le champ électromagnétique lointain par transformation de Fourier.

Le maillage de la structure est réalisé avec le logiciel GMSH [9]. La Figure 1 présente un exemple de maillage d'un dipôle situé au-dessus d'une cavité métallique ouverte.

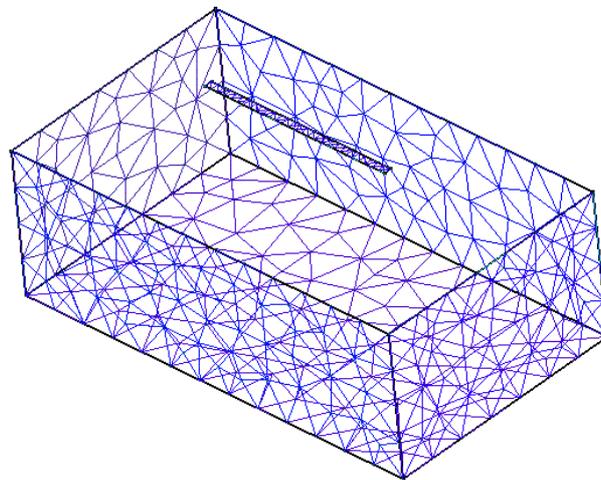


Figure 1 : Maillage surfacique d'un dipôle au-dessus d'une cavité ouverte avec GMSH

L'utilisation d'un logiciel reposant sur une méthode fréquentielle présente un avantage en terme de temps de calcul pour la simulation de structures à bande étroite ; mais il est également intéressant pour les antennes large bande quand on ne souhaite étudier que quelques points de fréquence.

1.2. Microwave Studio

Nous utilisons également le logiciel Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology). Celui-ci utilise la méthode des intégrales finies (Finite Integration Technique FIT) qui a été proposée par Weiland [10] en 1977. Elle consiste à discrétiser spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le maillage généré est donc volumique. Dans Microwave Studio, chaque cellule du maillage est cubique. Puis, l'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles temporelles $\frac{\partial}{\partial t}$ par des différentielles Δt . Nous avons choisi ce logiciel car l'utilisation d'un outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageuse en terme de temps de calcul pour la simulation d'antennes large bande. La Figure 2 présente un exemple de maillage généré par Microwave Studio.

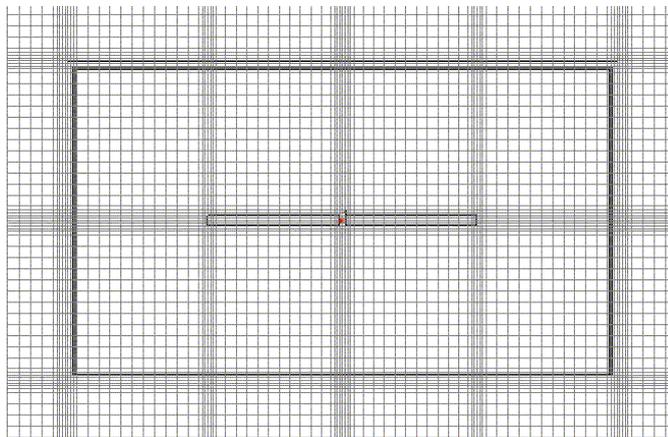


Figure 2 : Maillage vu de dessus d'un dipôle au-dessus d'une cavité ouverte avec Microwave Studio

2. Impédance du dipôle seul

Pour toute notre étude, nous avons choisi un dipôle de longueur 50 mm de largeur 2 mm et d'épaisseur 1 mm. Ces dimensions sont un bon compromis entre la facilité de réalisation et l'immunité à l'environnement. En effet, plus l'antenne est petite, plus elle est difficile à réaliser et plus son coût est élevé ; on a donc intérêt à choisir une antenne relativement grande, donc fonctionnant à basses fréquences. Mais les mesures d'adaptation n'étant pas faites en chambre anéchoïque, il faut également limiter l'influence de l'environnement qui est d'autant plus importante que la fréquence de fonctionnement de l'antenne est faible ; il ne faut donc pas prendre une fréquence de résonance trop faible pour le dipôle.

L'impédance de normalisation a été fixée à 100 ohms. La Figure 3 présente l'évolution du module du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance sur l'abaque de Smith en fonction de la fréquence.

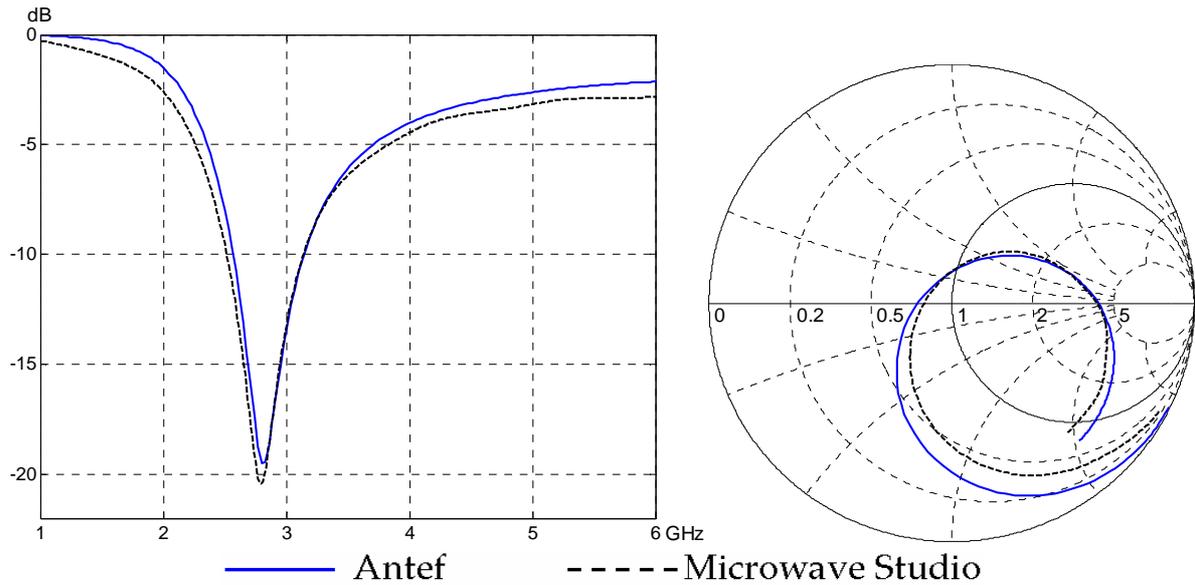


Figure 3 : Module du coefficient de réflexion et impédance d'entrée sur l'abaque de Smith du dipôle seul entre 1 et 6 GHz

D'après la Figure 3, les deux logiciels de simulation fournissent des résultats comparables pour l'impédance d'entrée. La bande passante du dipôle seul, définie pour un module du coefficient S_{11} inférieur à -10 dB, est comprise entre 2.52 et 3.14 GHz soit 22% (rapport de la largeur de la bande passante à sa fréquence centrale). Celle-ci est assez importante car le dipôle est relativement épais.

Un dipôle de section rectangulaire peut être considéré comme un dipôle cylindrique ayant un rayon équivalent donné par la formule suivante [11] :

$$r = \frac{a+b}{4}$$

où a est la largeur du dipôle et b son épaisseur.

Le rayon équivalent du dipôle est donc de 0.75 mm.

Le rapport entre sa longueur et son diamètre est égal à $\frac{50}{1.5} \approx 33$.

Les courbes d'impédance en fonction de la valeur de ce rapport présentées dans [12] confirment le comportement large bande d'un tel dipôle.

La Figure 4 présente la partie réelle et imaginaire de l'impédance du dipôle étudié.

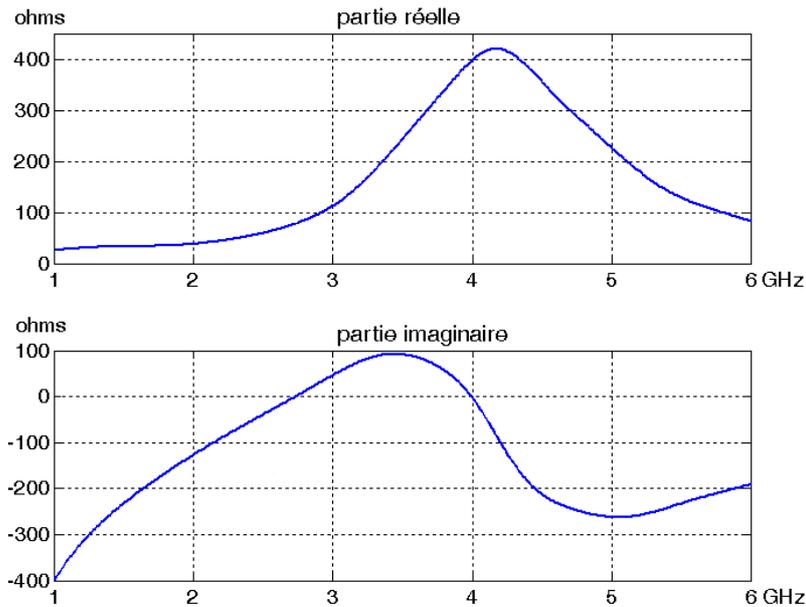


Figure 4 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du dipôle

La Figure 4 montre que la partie réelle de l'impédance ne présente qu'un seul pic de résonance entre 1 et 6 GHz.

La fréquence de résonance série du dipôle est de 2.73 GHz, ce qui correspond à une longueur d'onde $\lambda = 110$ mm. La longueur du dipôle correspond donc à 0.45λ .

La fréquence de résonance parallèle, également appelée antirésonance [13], est de 4 GHz. A cette fréquence, la partie réelle de l'impédance est proche d'un maximum.

3. Dipôle au-dessus d'un plan réflecteur de grandes dimensions

Nous étudions à présent les caractéristiques du dipôle placé parallèlement à un plan métallique de dimensions 330×330 mm, soit $3 \lambda \times 3 \lambda$, λ étant la longueur d'onde de résonance du dipôle seul (Figure 5).

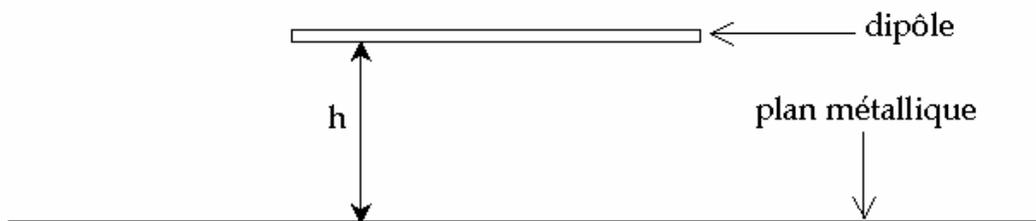


Figure 5 : Dipôle placé parallèlement au-dessus du plan métallique

Nous nous intéressons à l'évolution de l'impédance d'entrée de la structure en fonction de la distance h entre le dipôle et le plan. Les résultats sont présentés sur la Figure 6.

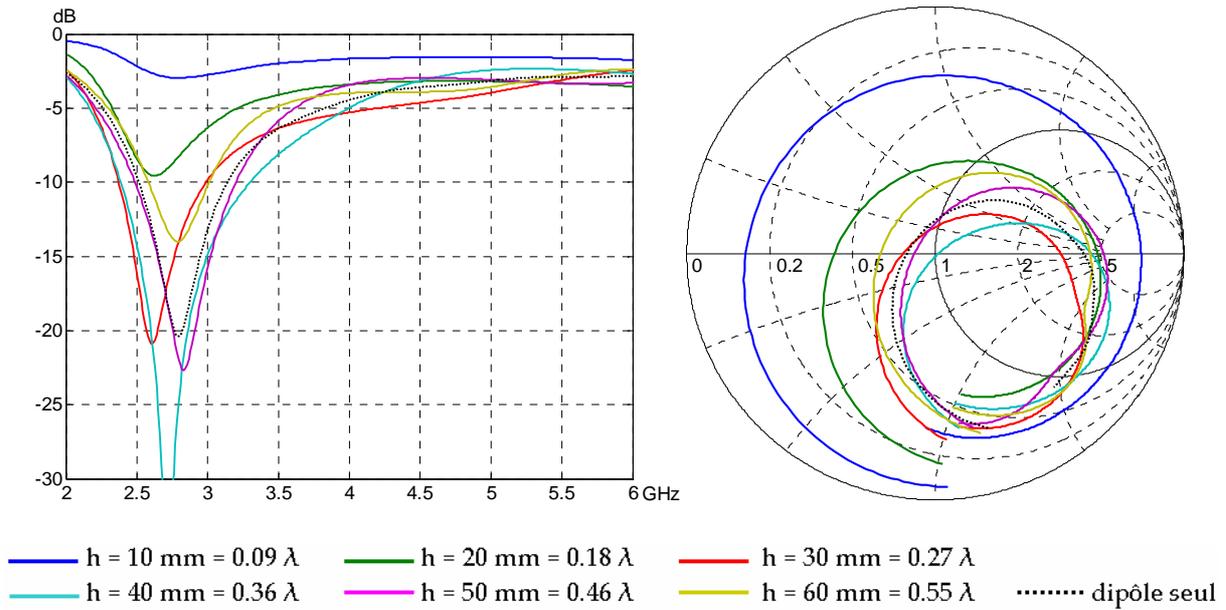


Figure 6 : Module du coefficient de réflexion et impédance sur l'abaque de Smith du dipôle en fonction de la distance h au plan réflecteur entre 2 et 7 GHz ($Z_{\text{norm}} = 100\Omega$)

D'après la Figure 6, pour une distance h supérieure à $\lambda/4$ (i.e. 27 mm), la courbe d'impédance se rapproche de l'axe réel de l'abaque de Smith. Ceci permet d'obtenir une bonne adaptation, ce qui est confirmé par l'observation du module du coefficient de réflexion. Pour une hauteur h de 40 mm, la bande passante à -10 dB est comprise entre 2.39 et 3.3 GHz soit 32%. La présence du plan réflecteur permet donc un élargissement de la bande passante puisqu'elle n'est que de 22% pour le dipôle seul.

La Figure 7 compare les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du dipôle au-dessus du plan réflecteur dans le cas $h = 40$ mm avec celles du dipôle seul.

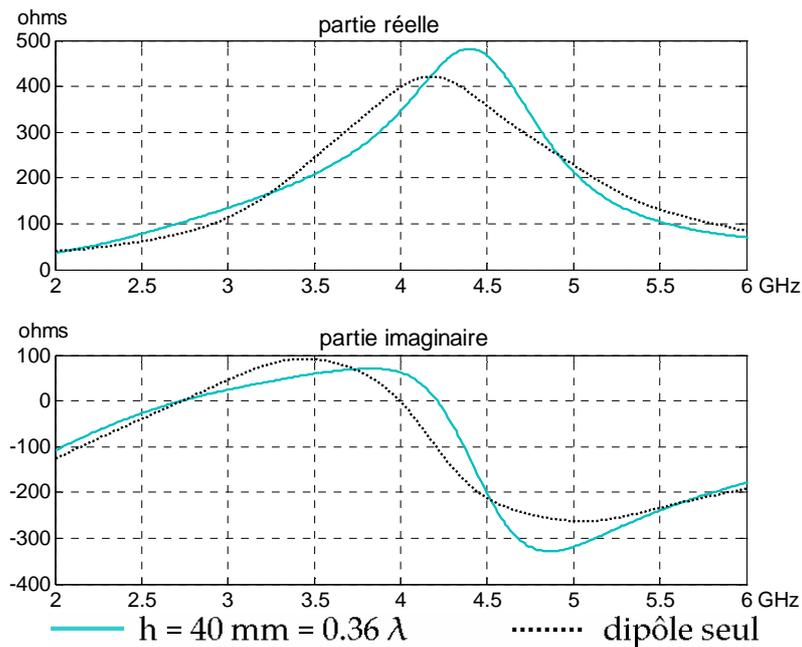


Figure 7 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du dipôle au-dessus du plan réflecteur

Il est intéressant d'observer sur la Figure 7 que le dipôle seul et le dipôle au-dessus du plan réflecteur ont la même fréquence de résonance série. Mais la fréquence d'antirésonance est différente. Elle est plus élevée pour le dipôle au-dessus du plan, ce qui permet une variation plus faible des parties réelle et imaginaire de l'impédance autour de 100 ohms et donc un élargissement de la bande passante dans le cas du dipôle avec le plan.

En résumé :

Le dipôle au-dessus d'un plan réflecteur :

- est adapté si $h > \lambda/4$
- présente une bande passante plus large que le dipôle seul
- a une fréquence d'antirésonance plus élevée que celle du dipôle seul

4. Impédance du dipôle à proximité d'une cavité métallique

4.1. Présentation de la structure

Nous étudions à présent l'impédance d'entrée du dipôle précédent lorsqu'il est placé à proximité ou à l'intérieur d'une cavité métallique ouverte à 4 murs, à une distance h du fond de la cavité. La Figure 8 présente la structure et les différents paramètres utilisés.

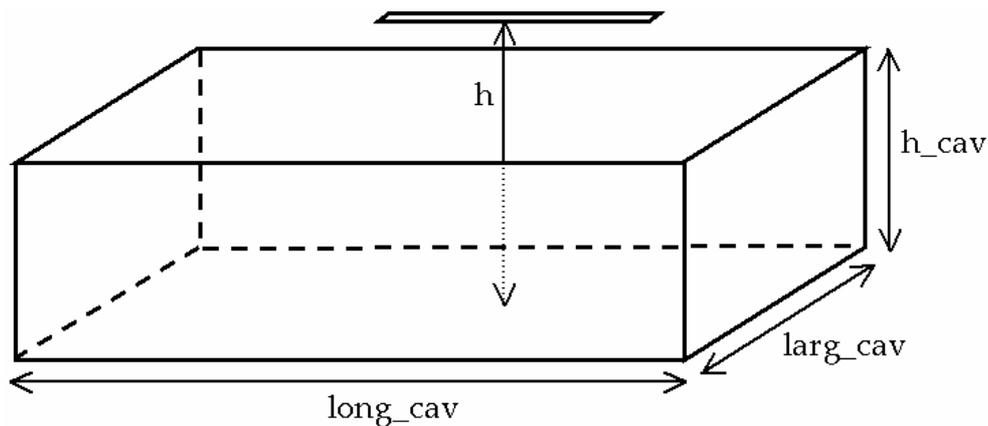


Figure 8 : Dipôle à proximité d'une cavité métallique

Un prototype de cette antenne a été réalisé ; sa conception et caractérisation font l'objet du paragraphe 8 de ce chapitre.

4.2. Variation de la hauteur h_{cav} de la cavité

La structure initiale est présentée sur la Figure 9. Le dipôle est celui qui a été étudié au paragraphe 2 de fréquence de résonance 2.73 GHz soit $\lambda = 110$ mm. Afin de mettre en évidence l'effet de la cavité, la hauteur h_{cav} de la cavité est progressivement augmentée jusqu'à ce que le dipôle soit enfoui.

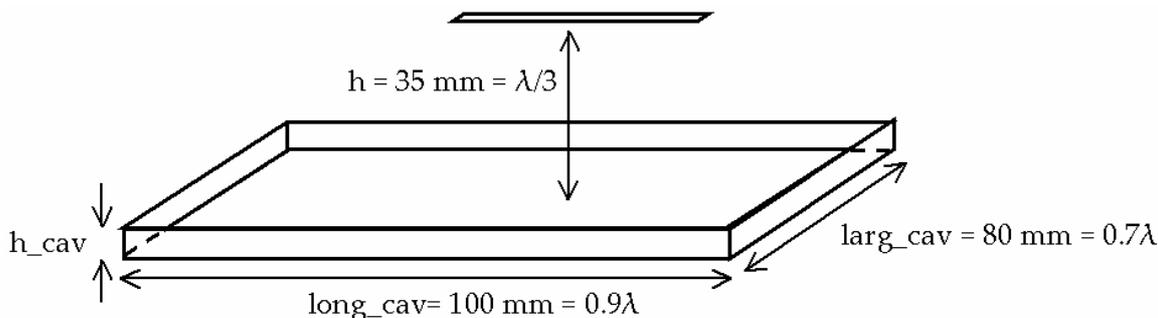


Figure 9 : Influence de h_{cav} : valeurs des différents paramètres de la structure

L'évolution de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de h_{cav} est présentée sur l'abaque de Smith sur la Figure 10 et est décomposée en ses parties réelle et imaginaire sur la Figure 11.

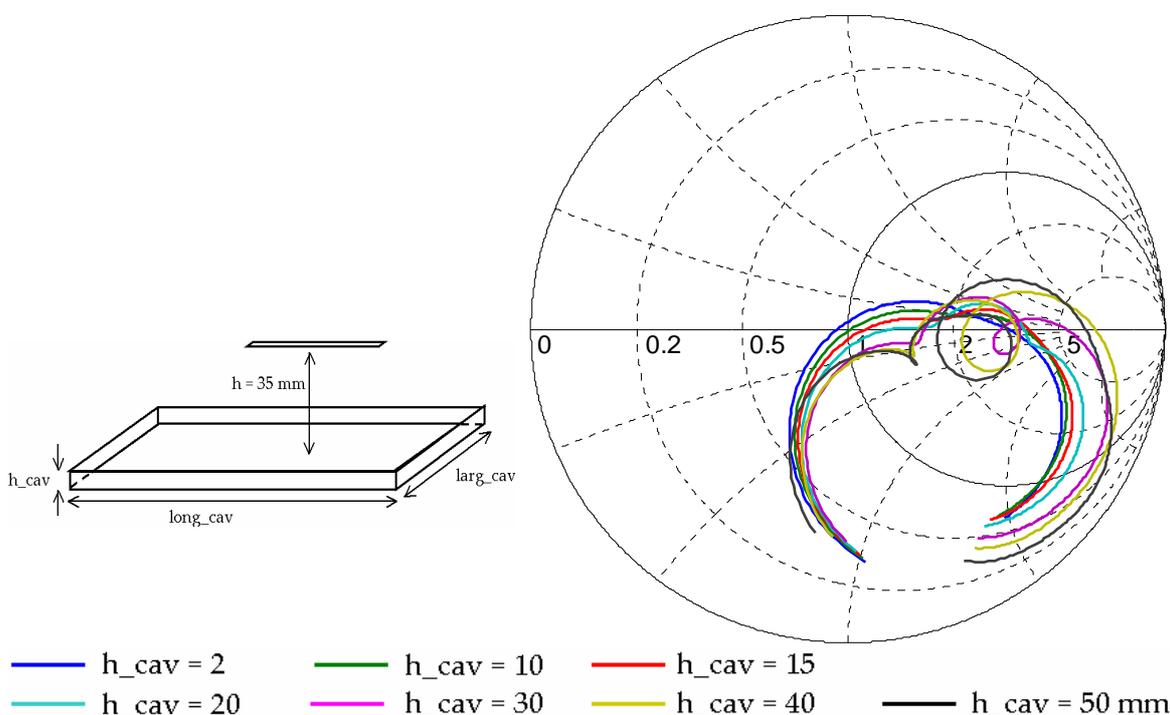


Figure 10 : Impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la hauteur h_{cav} de la cavité sur l'abaque de Smith entre 2 et 6 GHz ($Z_{norm} = 100\Omega$)

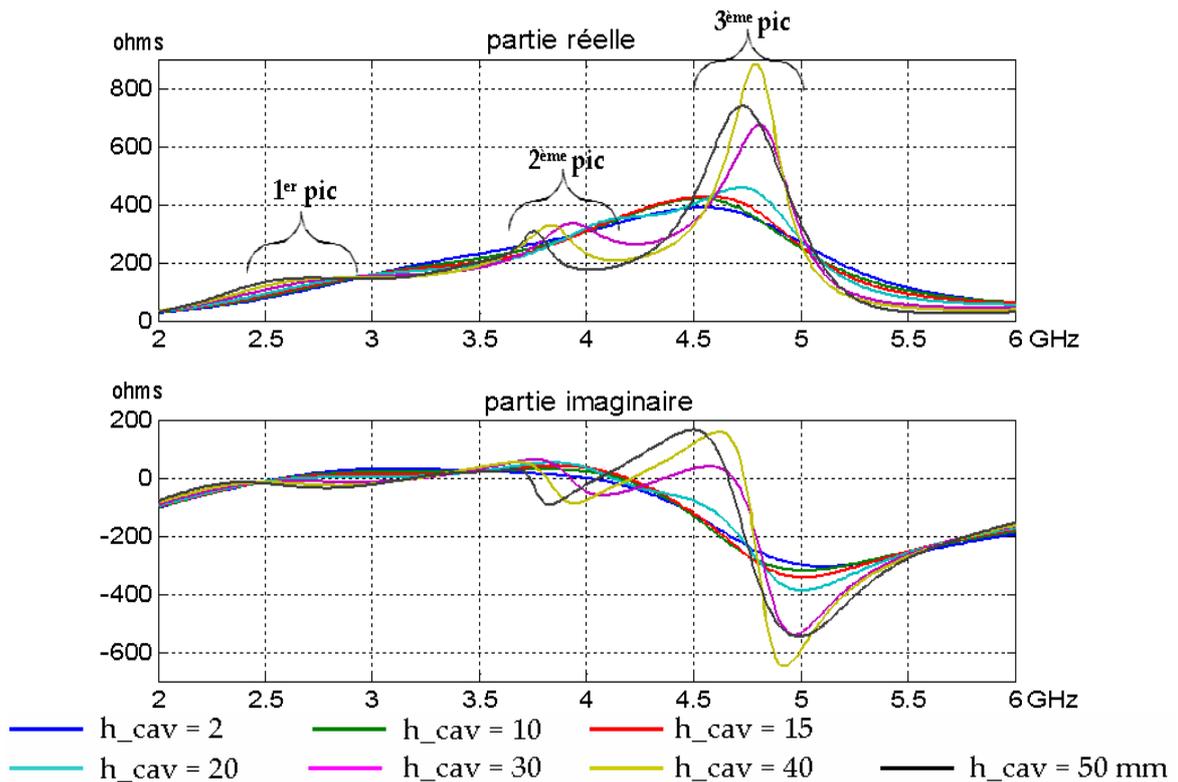


Figure 11 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la hauteur h_{cav} de la cavité

D'après la Figure 11, l'augmentation de la hauteur de la cavité h_{cav} induit l'apparition dans la partie réelle de l'impédance de 2 pics de résonance supplémentaires à basses fréquences s'ajoutant à celui qui existe sans les murs de la cavité : il y a donc 3 pics de résonance. Ceci se traduit sur l'abaque de Smith de la Figure 10 par l'apparition de deux boucles sur la courbe d'impédance. Ce phénomène est particulièrement intéressant puisqu'il laisse entrevoir la possibilité d'élargir la bande passante de l'antenne.

Plus la hauteur h_{cav} est importante, plus les trois pics de résonance sont distincts, ce qui induit une augmentation de la taille des boucles sur l'abaque de Smith.

On peut également noter sur la Figure 11 que l'amplitude des deux premiers pics est relativement faible, tandis que l'amplitude du troisième augmente d'autant plus que h_{cav} est élevée, c'est à dire que le dipôle est enfoui dans la cavité, ce qui traduit un couplage de plus en plus fort entre le dipôle et la cavité.

Enfin, la Figure 11 montre que la variation de h_{cav} a peu d'influence sur la fréquence des différents pics de résonance.

En résumé :

- la cavité génère deux résonances supplémentaires
- plus le dipôle est enfoui, plus les pics de résonance sont distincts

4.3. Variation de la longueur long_cav de la cavité

Ce paragraphe est consacré à l'étude de l'influence de la longueur de la cavité dans les deux cas suivants :

- le dipôle est en dehors de la cavité à 15 mm de celle-ci : $h_{cav} = 20$ mm
- le dipôle est enfoui de 5 mm dans la cavité : $h_{cav} = 40$ mm

Les valeurs des paramètres sont les suivantes :

larg_cav = 80 mm ; h = 35 mm ; $h_{cav} = 20$ ou 40 mm

Pour les deux hauteurs de cavité, l'impédance de la structure est représentée sur l'abaque de Smith sur la Figure 12 et est décomposée en ses parties réelle et imaginaire sur la Figure 13.

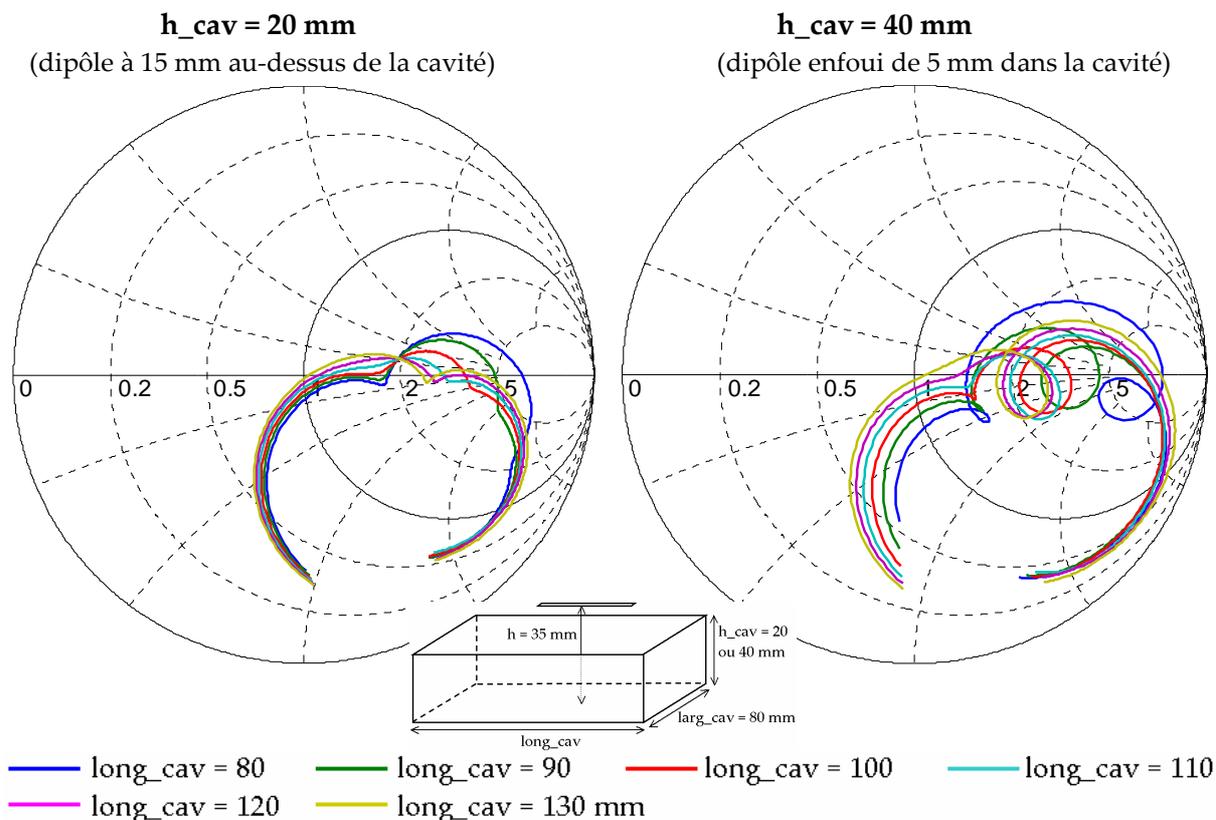


Figure 12 : Impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la longueur long_cav de la cavité sur l'abaque de Smith entre 2 et 6 GHz pour 2 hauteurs de cavité

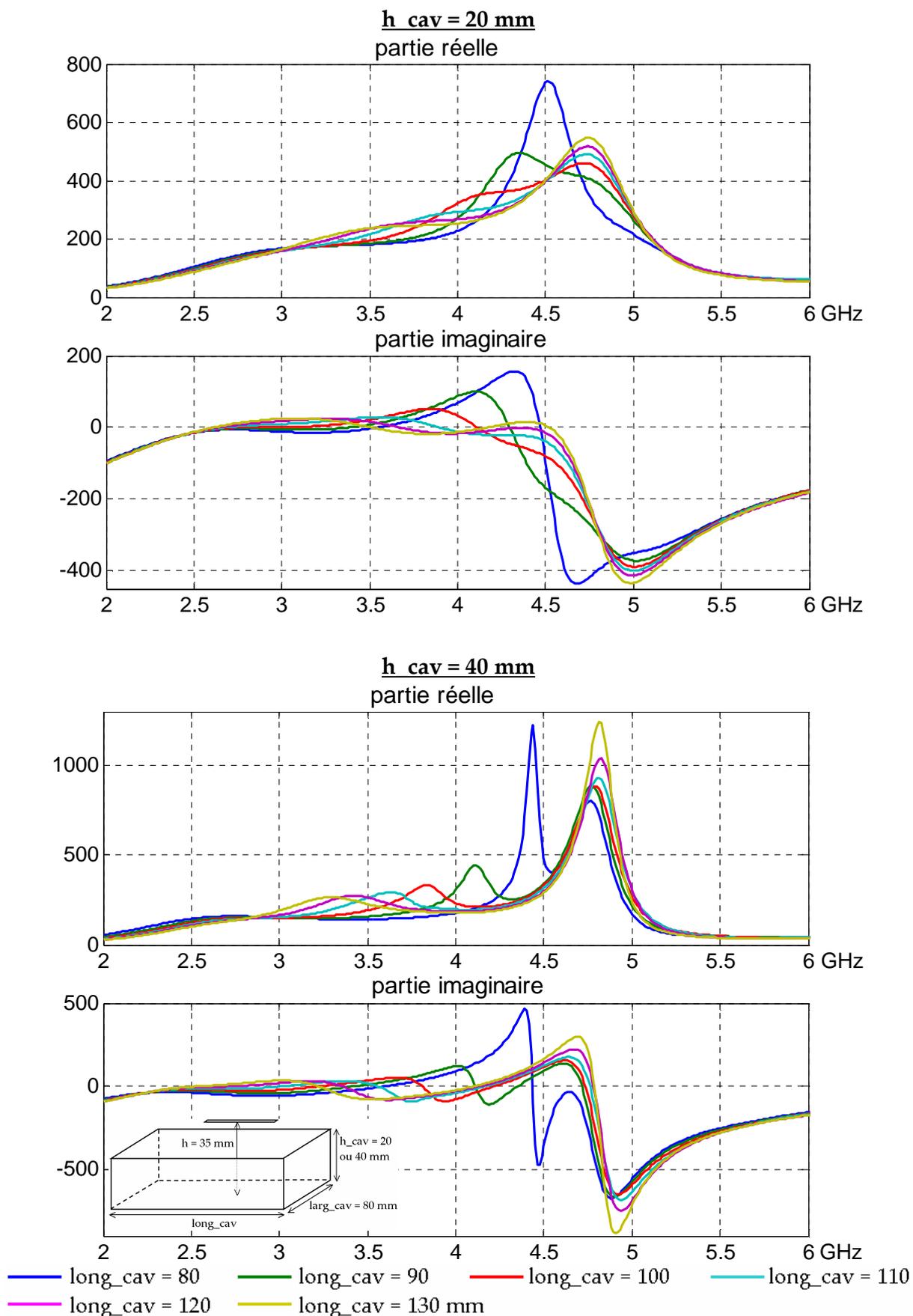


Figure 13 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la longueur long_cav de la cavité pour 2 hauteurs de cavité

La Figure 13 montre que l'augmentation de la longueur de la cavité $long_cav$ induit une diminution de la fréquence du second pic de résonance. Les fréquences des deux autres pics ne sont pas affectées sauf lorsque le 2^{ème} pic se rapproche de ceux-ci.

Pour une valeur de $long_cav$ donnée, l'enfouissement du dipôle dans la cavité change peu les fréquences des pics de résonance, mais augmente l'amplitude de ceux-ci, ce qui aboutit à une séparation fréquentielle plus marquée et à des boucles de taille plus importante dans l'abaque de Smith.

En résumé :

La longueur $long_cav$ de la cavité joue sur la fréquence du second pic de résonance.

4.4. Variation de la largeur $larg_cav$ de la cavité

Nous étudions à présent l'influence de la largeur de la cavité sur l'impédance dans les deux cas suivants :

- le dipôle est en dehors de la cavité à 15 mm de celle-ci : $h_cav = 20$ mm
- le dipôle est enfoui de 5 mm dans la cavité : $h_cav = 40$ mm

Les valeurs des paramètres sont les suivantes :

$long_cav = 100$ mm ; $h = 35$ mm ; $h_cav = 20$ ou 40 mm

Pour les deux hauteurs de cavité, l'impédance de la structure est représentée sur l'abaque de Smith sur la Figure 14 et est décomposée en ses parties réelle et imaginaire sur la Figure 15 et la Figure 16 (zoom de la Figure 15).

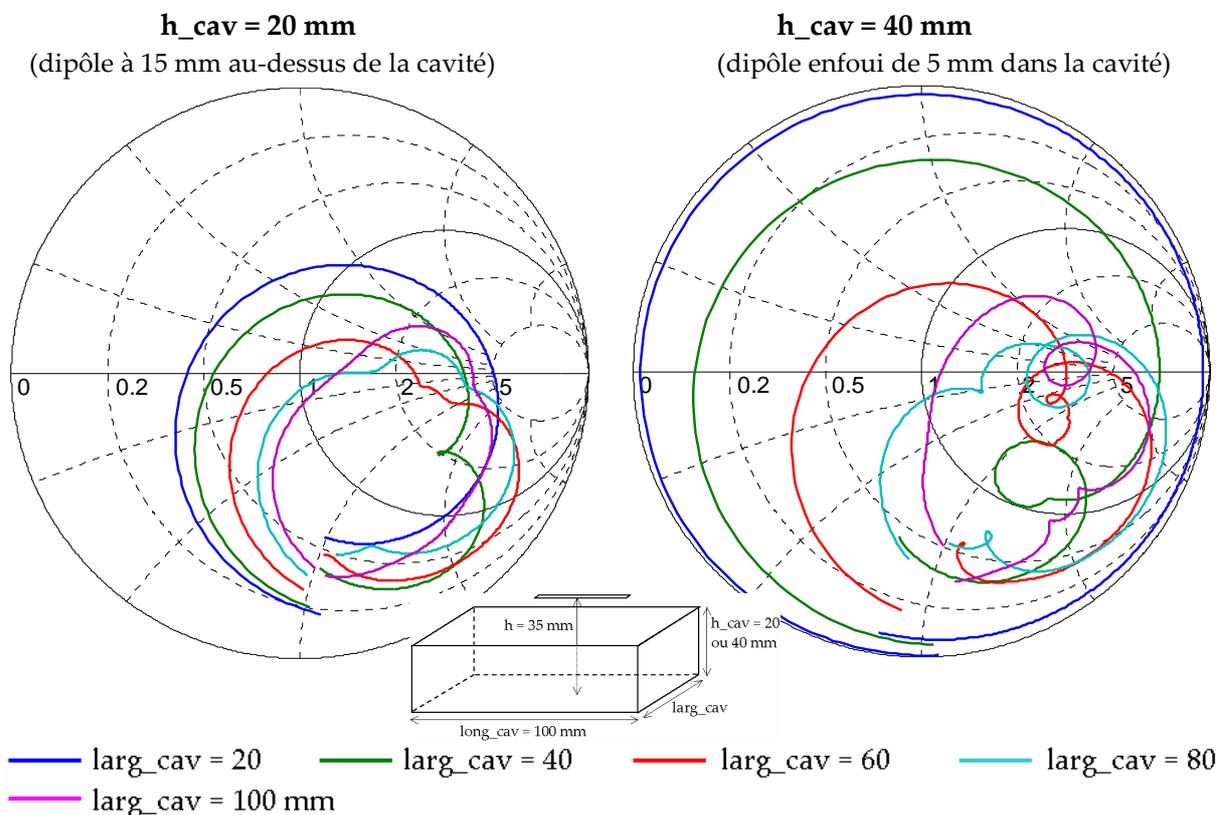


Figure 14 : Impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la largeur $larg_cav$ de la cavité sur l'abaque de Smith entre 2 et 7 GHz pour 2 hauteurs de cavité

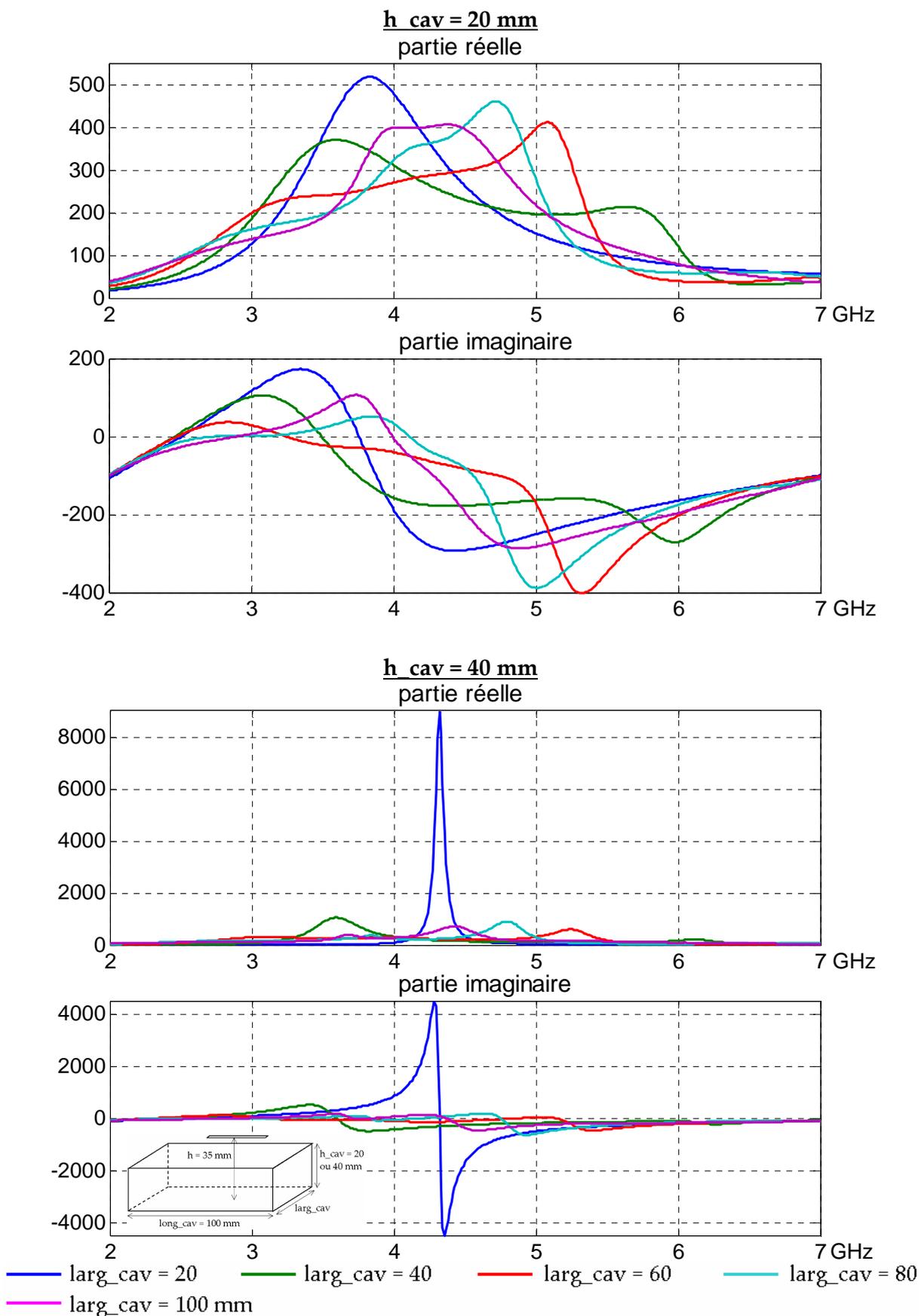


Figure 15 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la largeur larg_cav de la cavité pour 2 hauteurs de cavité

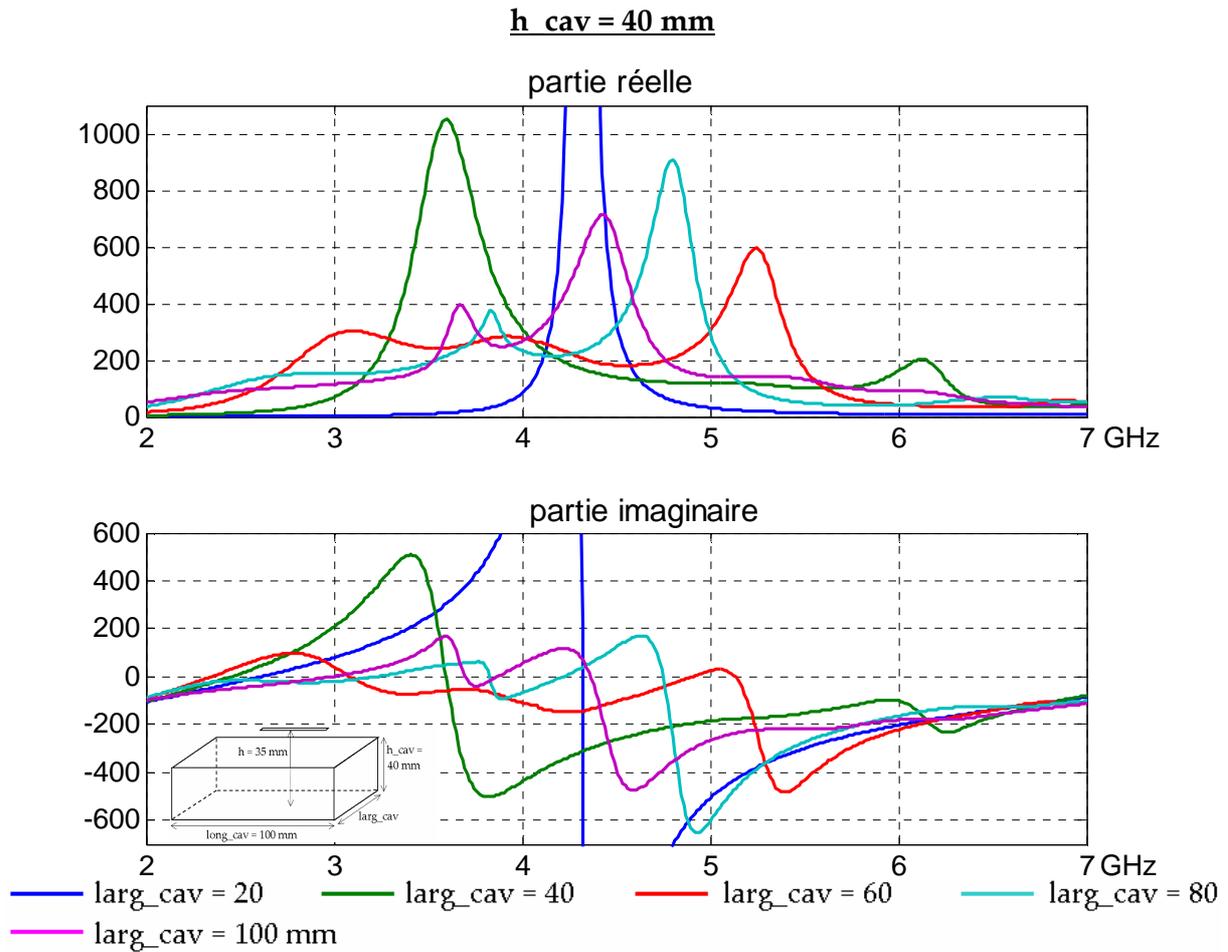


Figure 16 : Zoom des parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la largeur larg_{cav} de la cavité pour h_{cav} = 40 mm

La Figure 14 permet tout d'abord de mettre en évidence que l'élargissement de la bande passante par la formation d'une ou deux boucles sur la courbe d'impédance ne peut être obtenu que si la cavité a une largeur minimale, comprise entre 20 et 40 mm pour la structure considérée. En prenant des valeurs intermédiaires, nous avons montré que la largeur de la cavité doit être supérieure à $\lambda/4 = 27$ mm, où λ est la longueur d'onde de résonance du dipôle seul.

D'autre part, au-delà de cette largeur minimale $\lambda/4 = 27$ mm, l'augmentation de la largeur de la cavité permet de déplacer la ou les boucles de la courbe d'impédance dans l'abaque de Smith vers les basses fréquences. Ceci se traduit sur la Figure 15 et la Figure 16 par un déplacement vers les basses fréquences du 1^{er} et du 3^{ème} pics de résonance. Ce déplacement est important pour le 3^{ème} pic et modéré pour le premier.

De plus, plus la largeur de la cavité est importante, plus l'amplitude du 1^{er} pic de résonance diminue.

Enfin, d'après la Figure 16, à partir de larg_{cav} = 60 mm, la fréquence du second pic de résonance dépend assez peu de la largeur de la cavité.

Nous constatons comme précédemment que l'enfouissement du dipôle dans la cavité induit des pics de résonance plus importants, mais ne change pas les fréquences de ces pics, sauf dans les cas où les bords de la cavité sont proches du dipôle ($larg_cav = 20$ et 40 mm).

En résumé :

La largeur de la cavité :

- ne permet pas de générer des résonances si elle est inférieure à $\lambda/4$
- joue fortement sur la fréquence du 3^{ème} pic de résonance
- joue sur la fréquence et l'amplitude du premier pic

4.5. Variation de la distance h entre le dipôle et le fond de la cavité

Nous présentons ici l'étude d'un quatrième paramètre de la structure qui est la distance h entre le dipôle et le fond de la cavité.

Les valeurs des paramètres sont les suivantes :

$long_cav = 100$ mm ; $larg_cav = 80$ mm ; $h_cav = 20$ ou 40 mm

Pour les deux hauteurs de cavité, l'impédance de la structure est représentée sur l'abaque de Smith sur la Figure 17 et est décomposée en ses parties réelle et imaginaire sur la Figure 18.

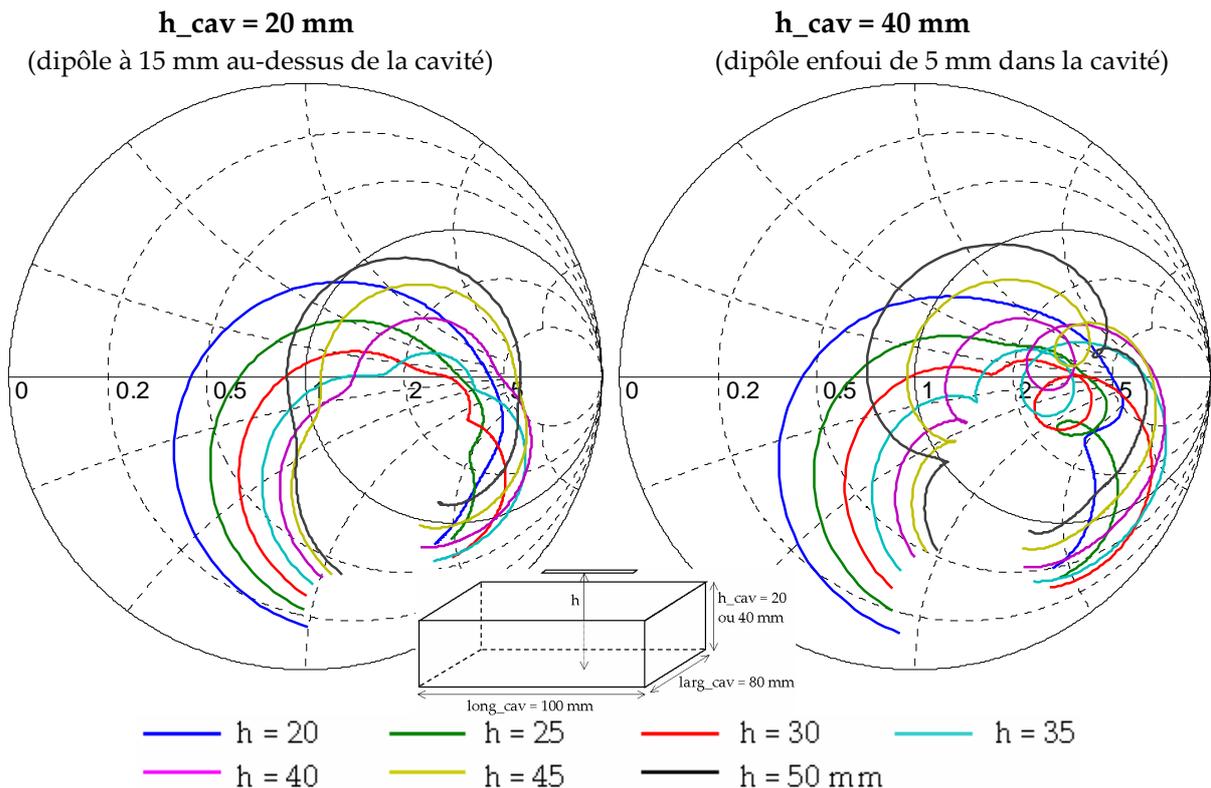


Figure 17 : Impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la hauteur h sur l'abaque de Smith entre 2 et 6 GHz pour deux hauteurs de cavité

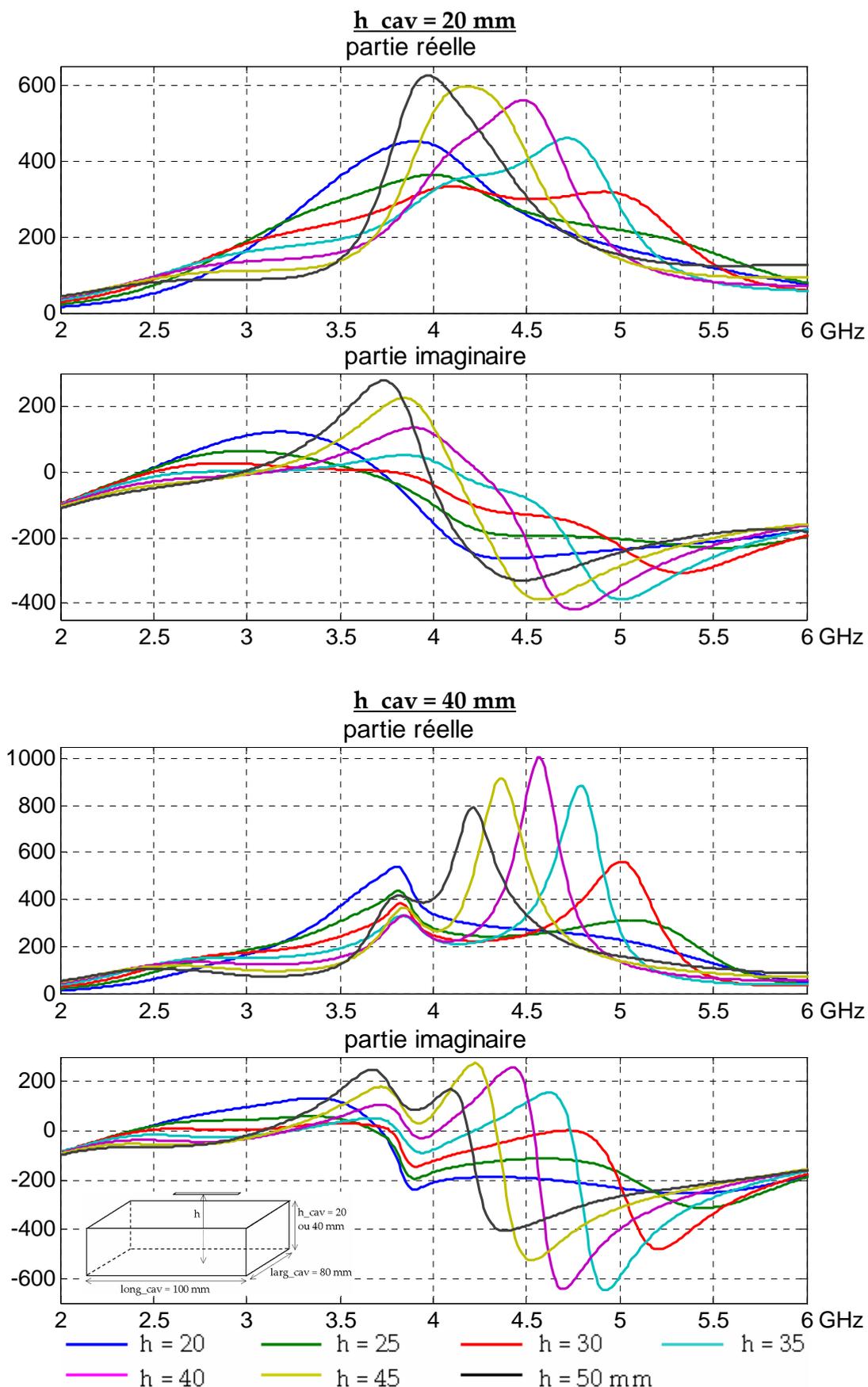


Figure 18 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'ensemble "dipôle + cavité" en fonction de la hauteur h pour 2 hauteurs de cavité

L'augmentation de la hauteur h entre le dipôle et le fond de la cavité déplace la ou les boucles de la courbe d'impédance dans l'abaque de Smith vers les basses fréquences.

D'après la Figure 18, la valeur de h influence essentiellement la fréquence du troisième pic de résonance et légèrement celle du premier pic. En revanche, la fréquence du second pic est constante.

Enfin, nous constatons une fois de plus que l'enfouissement du dipôle dans la cavité aboutit à une augmentation de l'amplitude des pics de résonance et donc à une meilleure différenciation fréquentielle, mais ne modifie pas les fréquences des différents pics.

En résumé :

La hauteur h entre le dipôle et le fond de la cavité :

- joue fortement sur la fréquence du troisième pic de résonance
- joue sur la fréquence du premier pic de résonance
- n'a pas d'influence sur le deuxième pic de résonance

4.6. Conclusion de l'étude paramétrique

Cette étude paramétrique a permis de mettre en évidence l'effet de la présence d'une cavité métallique ouverte sur l'impédance d'un dipôle. Ainsi, entre 2 et 6 GHz, nous avons constaté l'apparition de deux pics de résonance, s'ajoutant à celui du dipôle, ce qui laisse entrevoir la possibilité d'élargir la bande passante à condition que les fréquences et l'amplitude des résonances soient appropriées.

L'influence des différents paramètres est résumée dans le tableau suivant dans lequel le nombre de + traduit le degré d'influence du paramètre et le signe - signifie l'absence d'influence du paramètre :

	Fréquence du 1 ^{er} pic	Fréquence du 2 ^{ème} pic	Fréquence du 3 ^{ème} pic	Amplitude
h_cav	+	+	+	+++
long_cav	-	+++	+	+
larg_cav	++	+	+++	++
h	++	-	+++	++

- La fréquence du premier pic de résonance dépend surtout de la largeur larg_cav de la cavité et de la hauteur h entre le dipôle et le fond de la cavité : plus larg_cav et/ou h augmente, plus la fréquence du pic diminue.
- La fréquence du deuxième pic de résonance dépend fortement de la longueur long_cav de la cavité : plus long_cav augmente, plus la fréquence du pic diminue.
- La fréquence du troisième pic de résonance dépend essentiellement de la largeur larg_cav et de la hauteur h : plus larg_cav et/ou h augmente, plus la fréquence du pic diminue.

- L'amplitude des différents pics dépend fortement de la hauteur h_{cav} de la cavité et également de la largeur $larg_{cav}$ ainsi que de la hauteur h entre le dipôle et le fond de la cavité.

A partir du tableau précédent, la démarche proposée pour optimiser la largeur de la bande passante est la suivante :

- choisir une structure initiale composée d'un dipôle au-dessus d'un plan réflecteur telle que la hauteur h dipôle-plan et la largeur du plan soient supérieures à $\lambda/4$.
- augmenter la hauteur des murs h_{cav} afin de générer des résonances supplémentaires et de créer une ou deux boucles dans l'abaque de Smith (suivant les valeurs de $long_{cav}$ et $larg_{cav}$, certaines résonances peuvent être confondues, ce qui ne crée qu'une seule boucle dans l'abaque de Smith).
- agir sur la largeur $larg_{cav}$ et la hauteur h pour déplacer la fréquence des 1^{er} et 3^{ème} pics de résonance afin de centrer les boucles sur l'axe réel de l'abaque de Smith.
- agir sur la longueur $long_{cav}$ pour éventuellement créer puis déplacer la fréquence du 2^{ème} pic de résonance et assurer l'adaptation entre la 1^{ère} et la 3^{ème} résonances.

Cette démarche est résumée sur la Figure 19.

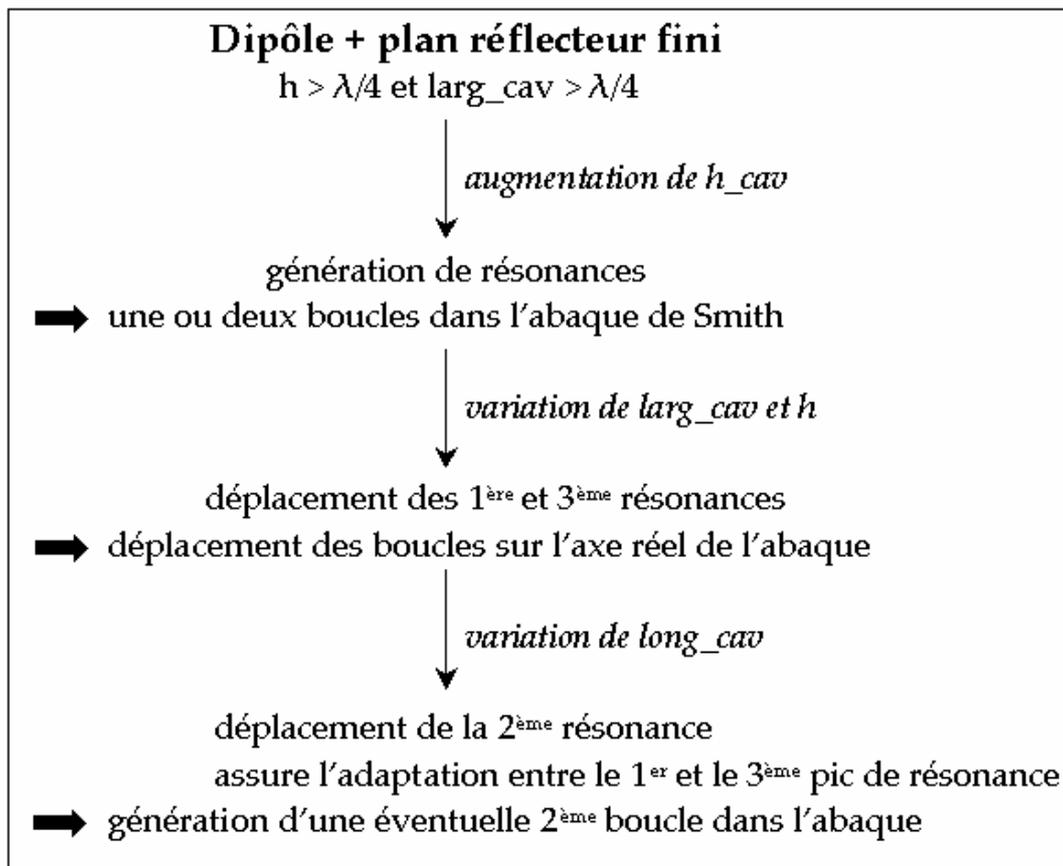


Figure 19 : Démarche d'optimisation de la bande passante d'un dipôle à proximité d'une cavité métallique ouverte

4.7. Bande passante obtenue après renormalisation de l'impédance

Le dipôle étant alimenté par une ligne bifilaire, il est possible d'ajuster l'impédance de celle-ci. Cette impédance doit néanmoins être réelle ; c'est pourquoi nous avons cherché à placer la ou les boucles sur l'axe réel de l'abaque de Smith.

D'après l'étude précédente, nous avons choisi une structure présentant 2 boucles dans l'abaque de Smith proches de l'axe. Les paramètres sont les suivants :

$h = 35 \text{ mm}$; $\text{long_cav} = 100 \text{ mm}$; $\text{larg_cav} = 80 \text{ mm}$; $h_{\text{cav}} = 40 \text{ mm}$.

Le dipôle est donc enfoui dans la cavité.

L'évolution de l'impédance sur l'abaque de Smith normalisé à 100 ohms est rappelée sur la Figure 20. Les deux boucles sont centrées sur l'impédance 250 ohms, c'est pourquoi nous avons renormalisé l'impédance à 250 ohms pour obtenir le module du coefficient de réflexion présenté sur la Figure 21.

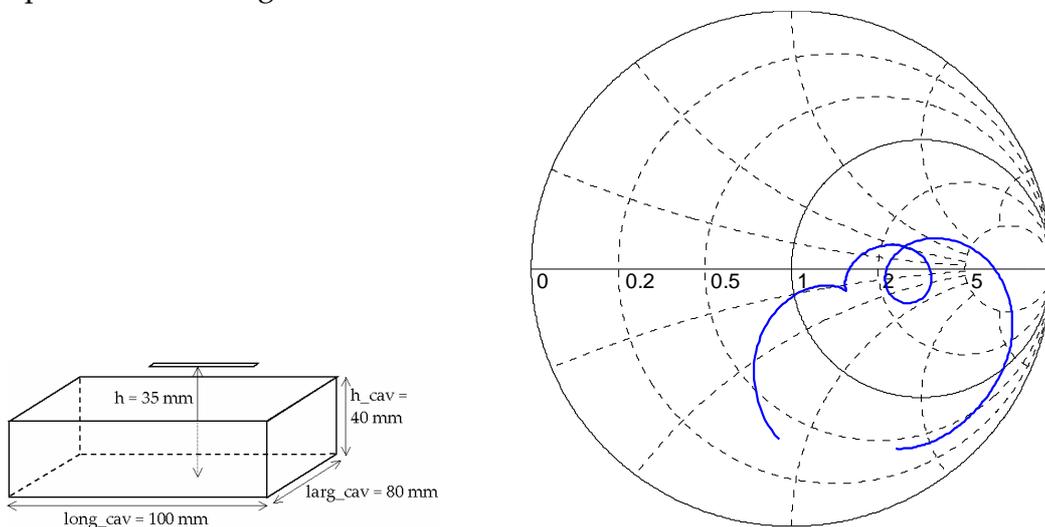


Figure 20 : Impédance d'entrée normalisée à 100 ohms sur l'abaque de Smith entre 2 et 6 GHz

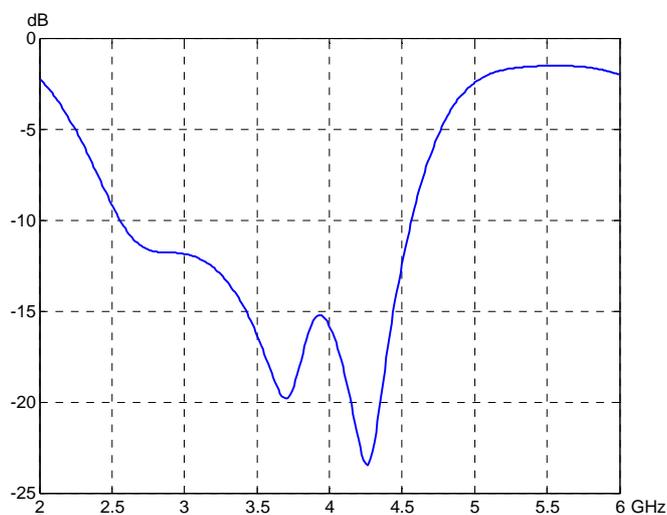


Figure 21 : Module du coefficient de réflexion en dB avec une impédance de normalisation de 250 ohms

D'après la Figure 21, la bande passante à -10 dB de la structure est comprise entre 2.56 et 4.57 GHz soit 57 % ou un rapport 1.79 : 1.

Comparons ces résultats avec la bande passante d'une autre structure qui ne présente qu'une seule boucle dans l'abaque de Smith car deux résonances sont confondues.

Prenons la structure ayant les paramètres suivants :

$h = 35$ mm ; $long_cav = 70$ mm ; $larg_cav = 50$ mm ; $h_cav = 20$ mm

Il faut noter que, dans ce cas, le dipôle n'est pas enfoui dans la cavité.

La Figure 22 présente l'évolution de l'impédance sur l'abaque de Smith et la Figure 23 le module du coefficient de réflexion avec une renormalisation à 250 ohms.

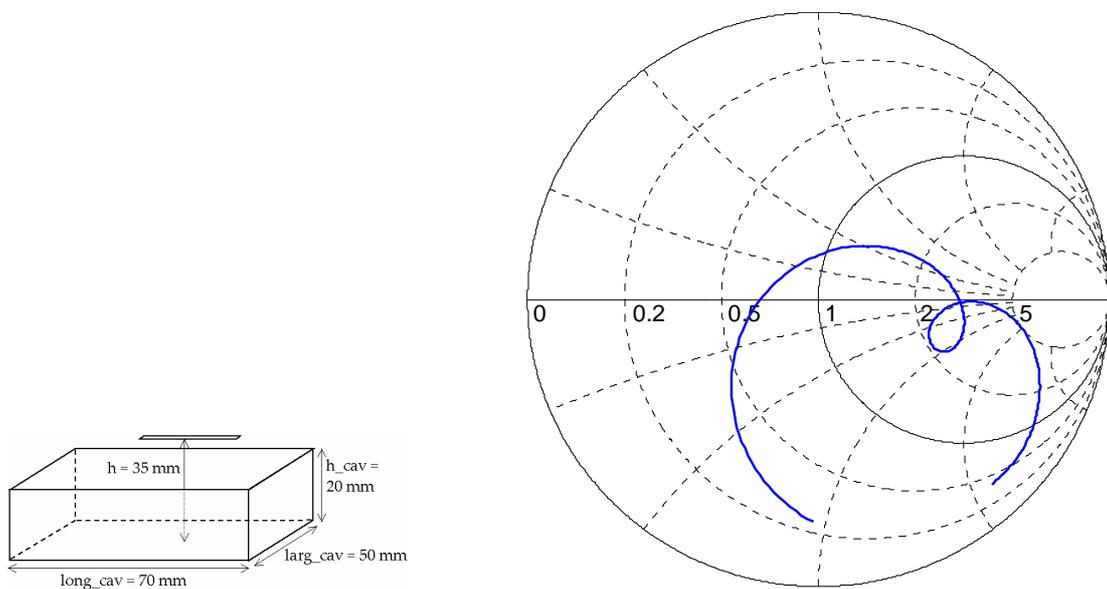


Figure 22 : Impédance d'entrée normalisée à 100 ohms sur l'abaque de Smith entre 2 et 6 GHz

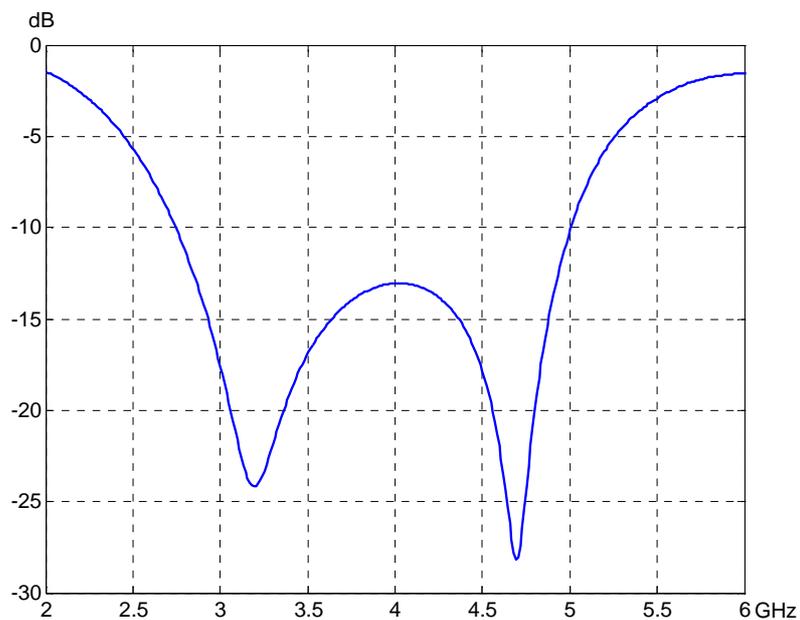


Figure 23 : Module du coefficient de réflexion en dB avec une impédance de normalisation de 250 ohms

La courbe d'impédance de la Figure 22 ne présente plus qu'une seule boucle centrée autour de 250 ohms, c'est pourquoi, nous avons également renormalisé l'impédance à 250 ohms. D'après la Figure 23, la bande passante à -10 dB de la structure est comprise entre 2.74 et 5.0 GHz soit 58 % ou un rapport 1.82 : 1.

La bande passante de cette seconde structure est donc comparable à la première.

Ceci nous permet donc de formuler les conclusions suivantes :

- il n'est pas nécessaire d'avoir 3 résonances distinctes pour avoir une bande passante importante
- le dipôle ne doit pas obligatoirement être enfoui pour élargir la bande : cela dépend de la valeur des autres paramètres. Dans le second exemple, l'enfouissement du dipôle augmente la taille de la boucle dans l'abaque de façon trop importante, ce qui diminue la bande passante.
- la bande passante maximale du dipôle à proximité d'une cavité métallique ouverte à 4 murs semble être de l'ordre de 58 %.

5. Evolution de la structure "dipôle + cavité"

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'impédance de nouvelles structures dérivées du système "dipôle + cavité". Celles-ci nous permettront de compléter nos connaissances sur le fonctionnement du dipôle avec la cavité. De plus, elles nous conduiront à la conception de modèles simplifiés du système "dipôle + cavité" permettant de simuler plus rapidement l'évolution de son impédance.

5.1. Dipôle à proximité d'une cavité à 2 murs

5.1.1. Présentation de la structure

Dans cette partie, nous étudions l'impédance d'entrée du dipôle placé à proximité d'une "cavité" qui ne comporte plus qu'un fond et deux murs de hauteur h_{cav_x} placés parallèlement au dipôle comme le montre la Figure 24.

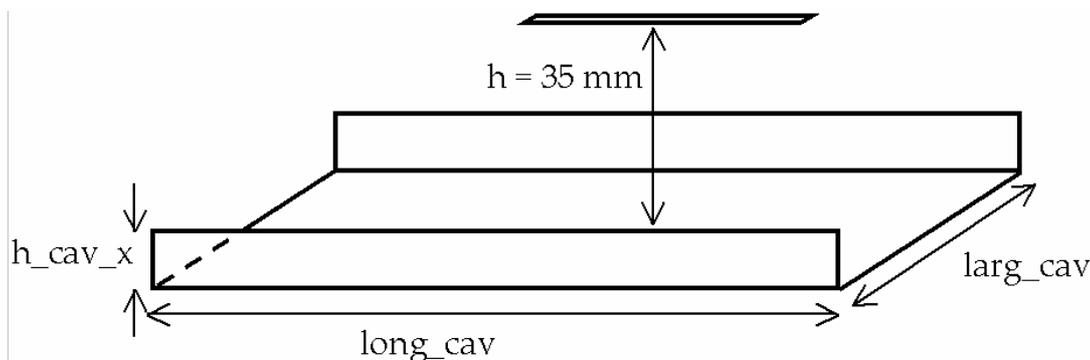


Figure 24 : Dipôle à proximité d'une cavité avec 2 murs parallèles au dipôle

Nous proposons une comparaison entre la structure précédemment étudiée, c'est à dire le dipôle à proximité d'une cavité ouverte à 4 murs, et la nouvelle structure.

5.1.2. Etude de l'impédance d'entrée

Nous reprenons l'étude menée au paragraphe 4.2 sur l'influence de la hauteur des murs h_{cav} sur la structure suivante : $long_{cav} = 100$ mm, $larg_{cav} = 80$ mm et $h = 35$ mm. Nous étudions à présent l'effet de la hauteur des deux murs h_{cav_x} parallèles au dipôle. La Figure 25 présente l'évolution de l'impédance dans l'abaque de Smith en fonction de la hauteur des murs dans le cas où il y a quatre murs (partie gauche) et dans le cas où il n'y en a que deux (partie droite).

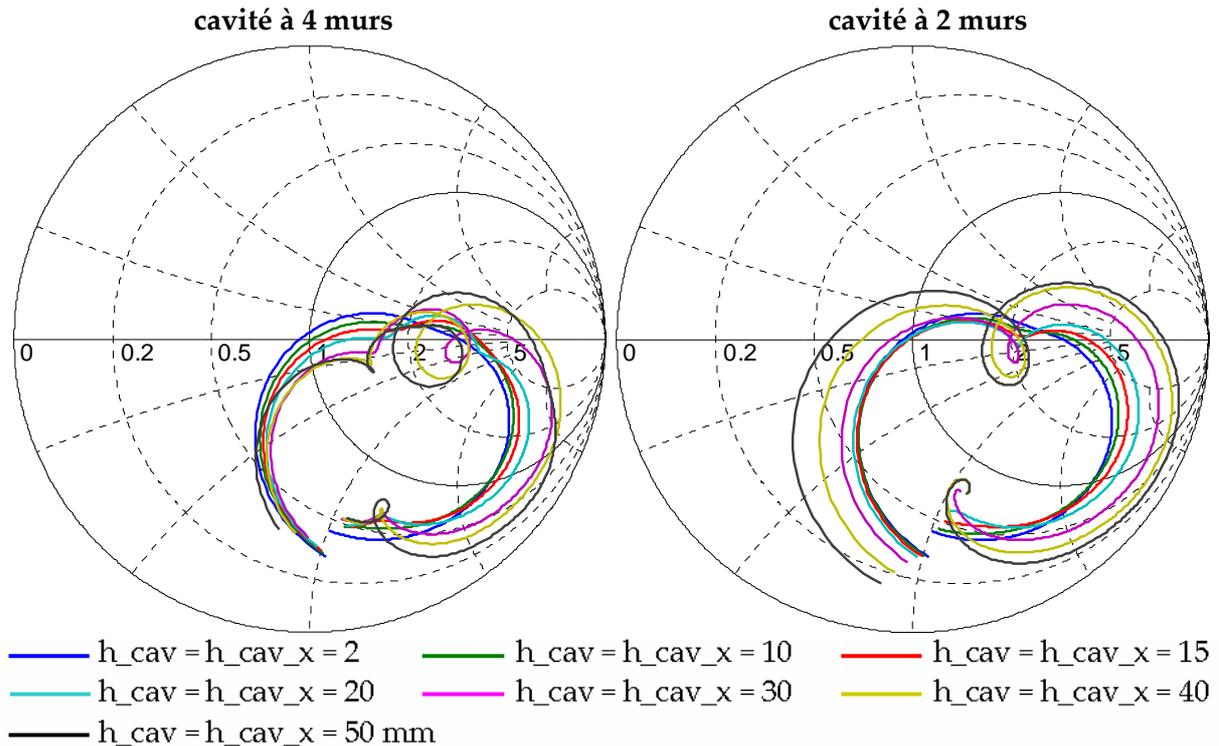


Figure 25 : Impédance du dipôle à proximité d'une cavité ouverte à 4 murs (à gauche) et du dipôle à proximité d'une cavité ouverte à 2 murs (à droite) en fonction de la hauteur des murs entre 2 et 7 GHz

Nous constatons que, pour une même valeur de la hauteur des murs, les courbes d'impédance sont similaires. La principale différence se situe au niveau de la première boucle qui n'apparaît pas dans le cas de la structure à 2 murs, ce qui traduit l'absence d'une résonance. Pour mieux comprendre, étudions pour le cas $h_{cav} = 40$ mm, la partie réelle et imaginaire de l'impédance. Les résultats sont présentés sur la Figure 26.

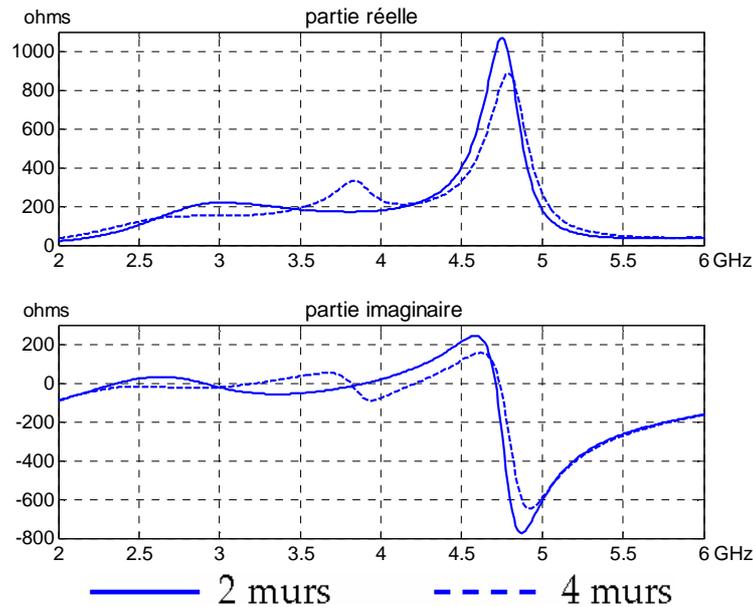


Figure 26 : Comparaison des parties réelles et imaginaires de l'impédance de la structure à 4 murs et à 2 murs de paramètres : $h=35$; $h_{cav} = 40$; $long_{cav} = 100$; $larg_{cav} = 80$ mm

La Figure 26 montre que c'est la 2^{ème} résonance qui n'est pas présente dans la structure avec 2 murs. Or dans le paragraphe 4.3, nous avons vu que cette résonance est essentiellement contrôlée par la longueur de la cavité. Nous pouvons donc en déduire qu'elle correspond à un mode s'établissant entre les murs perpendiculaires au dipôle, qui sont absents dans le cas de la structure à 2 murs.

Nous procédons à la même étude avec une structure "dipôle + cavité" n'ayant que deux résonances au lieu de trois et qui a été présentée au paragraphe 4.7. Le deuxième pic de résonance, contrôlé par la longueur $long_{cav}$ est confondu avec le troisième pic de résonance ; il n'y a donc plus que deux pics de résonance : le premier et le troisième.

Les paramètres sont les suivants : $long_{cav} = 70$ mm, $larg_{cav} = 50$ mm et $h = 35$ mm. La Figure 27 compare les abaques de Smith obtenus avec une cavité à 4 murs et à 2 murs lorsque la hauteur des murs varie.

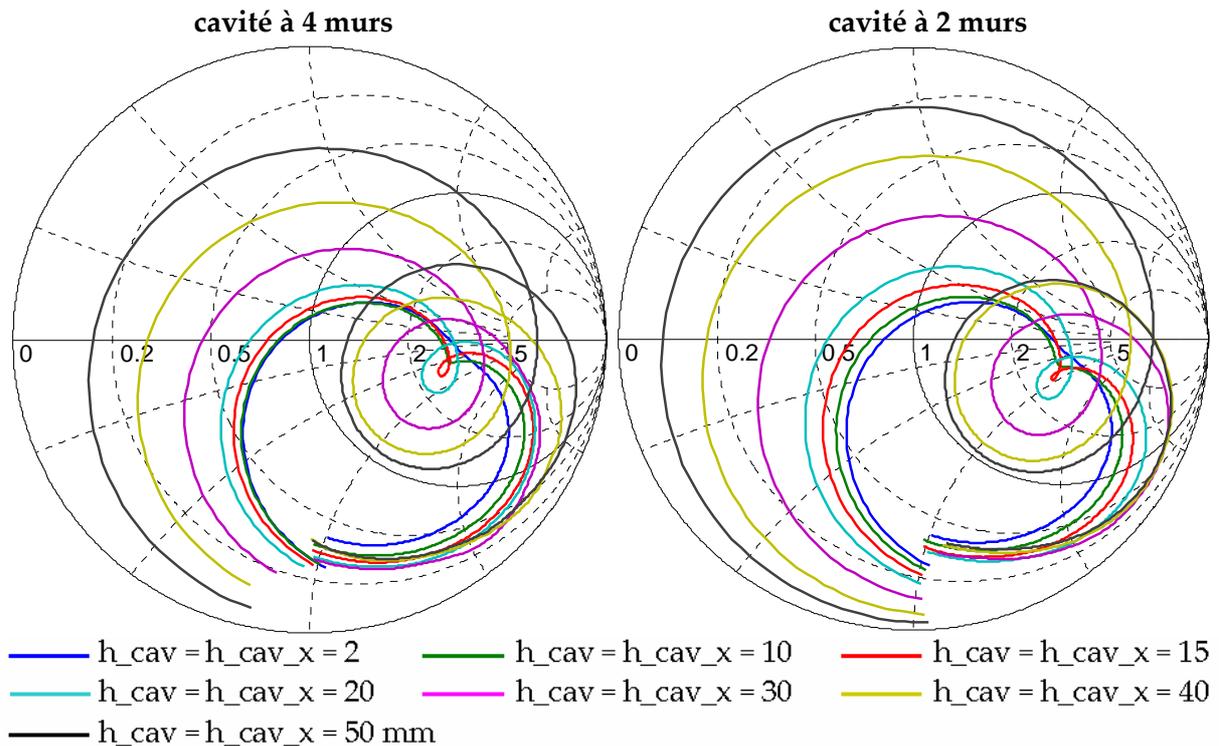


Figure 27 : Impédance du dipôle à proximité d'une cavité ouverte à 4 murs (à gauche) et du dipôle à proximité d'une cavité ouverte à 2 murs (à droite) en fonction de la hauteur des murs entre 2 et 7 GHz

Nous constatons dans ce cas une très grande similitude entre les deux structures puisque la résonance contrôlée par la longueur de la cavité n'apparaît pas dans le cas de la cavité à 4 murs.

En résumé :

L'impédance du dipôle avec la cavité à 2 murs présente deux pics de résonance qui correspondent aux premier et troisième pics de résonance de l'impédance du dipôle avec la cavité à 4 murs.

Lorsque le système "dipôle + cavité à 4 murs" ne présente que deux résonances, l'impédance des deux structures est la même.

Cette étude met en évidence le rôle prépondérant des deux murs parallèles au dipôle sur l'impédance d'entrée de la structure "dipôle + cavité à 4 murs".

5.1.3. Observation des courants surfaciques

L'observation des courants surfaciques de deux des structures "dipôle + cavité à 4 murs" que nous avons étudiées précédemment permet de mieux comprendre la validité du modèle de la cavité avec deux murs.

Soit la structure "dipôle + cavité à 4 murs" n°1 ayant les paramètres suivants :
 long_cav = 100 mm, larg_cav = 80 mm, h = 35 mm, h_cav = 40 mm,
 que nous avons déjà étudiée sur la Figure 25 et la Figure 26.

L'évolution de son impédance sur l'abaque de Smith est rappelée sur la Figure 28.

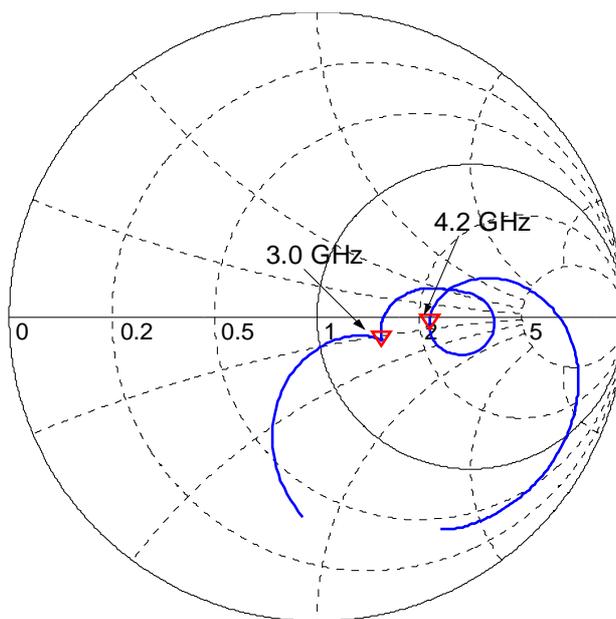


Figure 28 : Impédance de la structure "dipôle + cavité à 4 murs" n°1 sur l'abaque de Smith entre 2 et 6 GHz

La Figure 29 présente les courants surfaciques sur la cavité à 3.0 GHz et à 4.2 GHz.

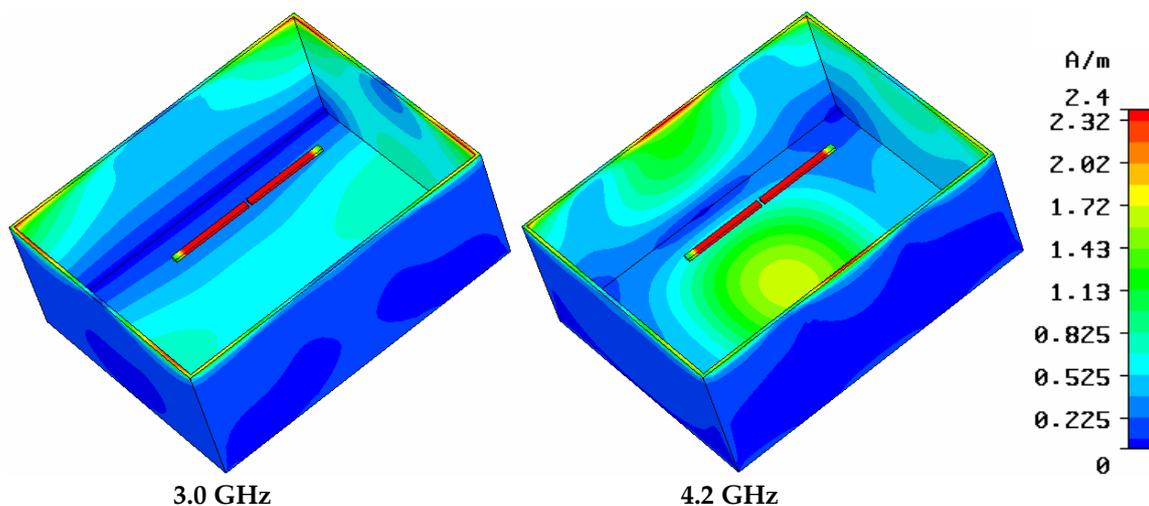


Figure 29 : Courants surfaciques (valeur absolue) sur la cavité de la structure n°1

Notons que le courant sur le dipôle semble uniforme car sa valeur est supérieure à la valeur maximale de l'échelle. Il ne faut donc pas y prêter attention.

A 3.0 GHz, c'est à dire au niveau de la première boucle dans l'abaque de Smith, les courants les plus forts sont situés sur les murs perpendiculaires au dipôle, ce qui explique que le modèle à deux murs ne permet pas de reproduire cette boucle (cf. Figure 25).

En revanche, à 4.2 GHz, les courants sont essentiellement sur les murs parallèles au dipôle, ce qui justifie la validité du modèle à deux murs pour cette fréquence (cf. Figure 25).

Etudions à présent les courants sur la structure "dipôle + cavité à 4 murs" n°2 ayant les paramètres suivants :

long_cav = 70 mm, larg_cav = 50 mm, h = 35 mm, h_cav = 40 mm,
que nous avons déjà étudiée sur la Figure 27.

L'évolution de son impédance sur l'abaque de Smith est rappelée sur la Figure 30.

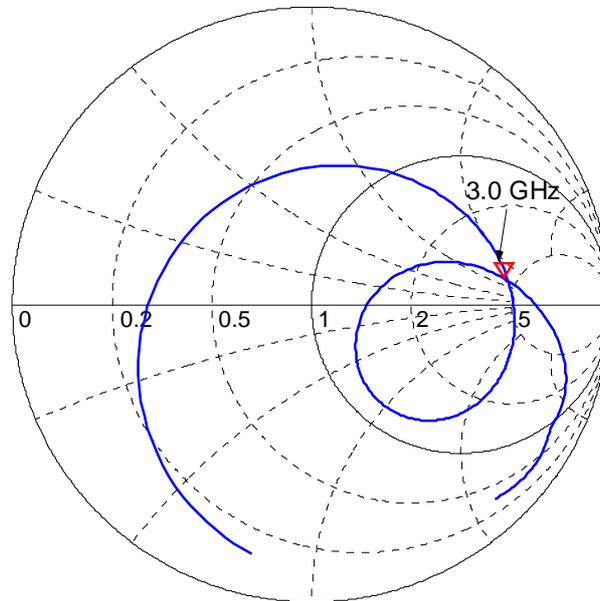


Figure 30 : Impédance de la structure "dipôle + cavité à 4 murs" n°2 sur l'abaque de Smith entre 2 et 6 GHz

La Figure 31 présente les courants surfaciques sur la cavité à 3.0 GHz.

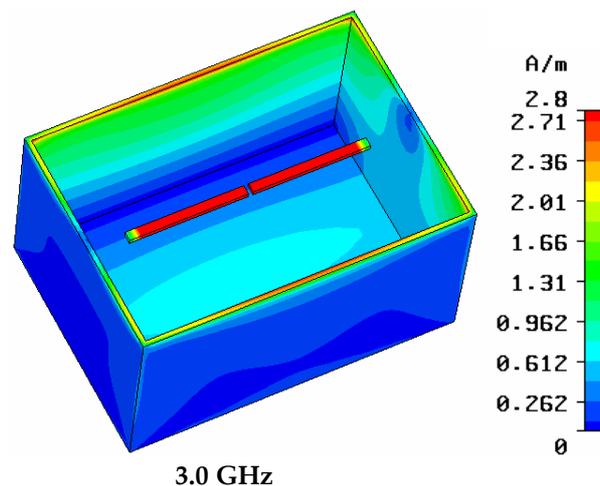


Figure 31 : Courants surfaciques (valeur absolue) sur la cavité de la structure n°2

Comme précédemment, on s'intéresse uniquement aux courants sur la cavité et non sur le dipôle.

A 3.0 GHz, les courants sont principalement sur les murs parallèles au dipôle, ce qui explique la validité du modèle de la cavité avec deux murs.

Nous avons poursuivi l'évolution de la structure "dipôle + cavité à 2 murs" en prenant les paramètres de la dernière structure présentée et pour laquelle l'impédance du système "dipôle + cavité à 4 murs" ne présente que de deux pics de résonance.

5.2. Dipôle à proximité de deux dipôles passifs

D'après l'observation des courants surfaciques, les courants sont essentiellement situés en haut des murs de la cavité, nous continuons donc à faire évoluer notre structure en supprimant le fond de la cavité et la partie basse des murs. La distance entre le dipôle et la partie supérieure des murs, notée h_{dip} , reste inchangée et est toujours égale à $h - h_{cav}$. Nous obtenons donc un système composé du dipôle et de deux dipôles passifs parallèles à celui-ci, comme le montre la Figure 32.

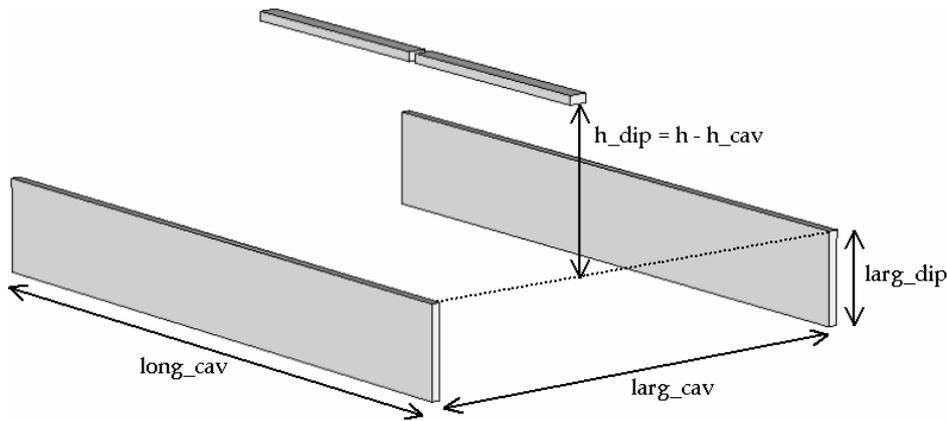


Figure 32 : Structure avec un dipôle actif et deux dipôles passifs

Les paramètres sont les suivants :

$long_cav = 70$; $larg_cav = 50$; $h = 35$; $larg_dip = 10$; $h_cav = 20$ donc $h_dip = 15$ mm

La Figure 33 compare l'impédance du dipôle seul sans réflecteur, du dipôle avec la cavité à 4 murs et du dipôle avec les 2 dipôles passifs.

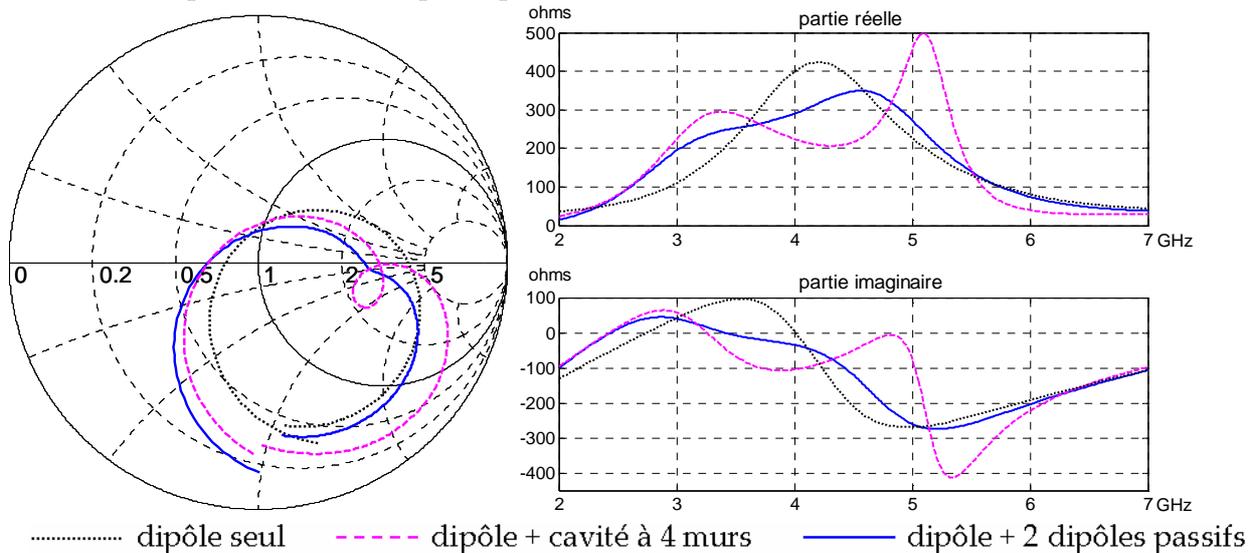


Figure 33 : Impédance du dipôle seul, du dipôle au-dessus de la cavité à 4 murs et du dipôle avec les 2 dipôles passifs sur l'abaque de Smith (à gauche) et décomposée en partie réelle et imaginaire (à droite) entre 2 et 7 GHz

La partie réelle de l'impédance du dipôle avec les 2 dipôles passifs présente deux pics de résonance, contrairement à celle du dipôle seul qui ne présente qu'un seul pic.

Par rapport au dipôle avec la cavité à 4 murs, les fréquences des premiers pics de résonance sont les mêmes. Mais les fréquences des seconds pics sont différentes.

En résumé :

Les dipôles parallèles au dipôle actif permettent de générer une seconde résonance.

Au paragraphe 4.5, nous avons mis en évidence l'influence de la distance h entre le dipôle et le fond de la cavité sur la fréquence du dernier pic de résonance. Or le fond de la cavité a été supprimé dans l'ensemble du dipôle avec les deux dipôles passifs.

Nous proposons dans la suite une autre structure prenant en compte l'existence du fond de la cavité.

5.3. Dipôle à proximité de trois dipôles passifs

5.3.1. Présentation et validation du modèle

Nous avons rajouté un dipôle réflecteur supplémentaire à la structure précédente à une distance h du dipôle actif, comme le montre la Figure 34.

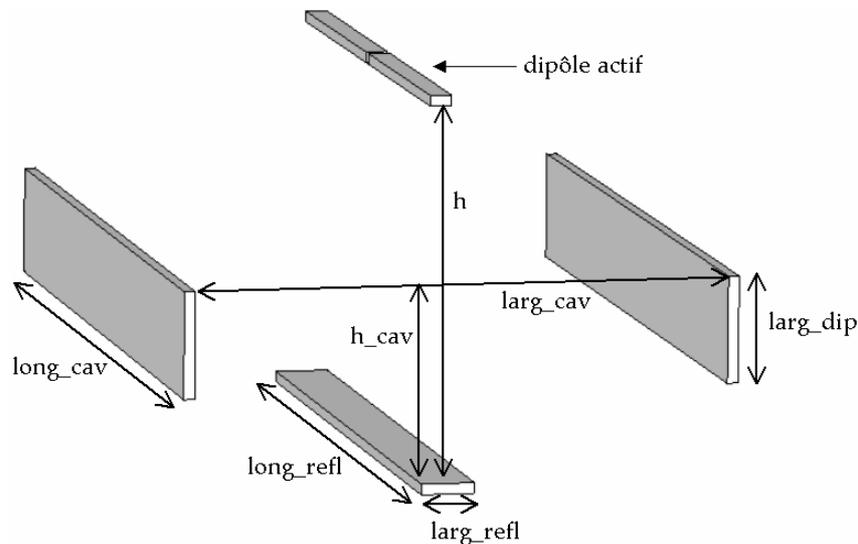


Figure 34 : Structure avec un dipôle actif et trois dipôles passifs

Nous nous intéressons à la même structure que précédemment ayant les paramètres suivants :

$long_cav = 70$; $h = 35$; $h_cav = 20$; $larg_dip = 10$; $long_refl = 60$; $larg_refl = 5$ mm.

Nous avons étudié l'impédance d'entrée en fonction de la largeur $larg_cav$ dans le cas du dipôle au-dessus de la cavité à 4 murs et dans le cas du dipôle avec 3 dipôles passifs. Les résultats sont présentés sur la Figure 35.

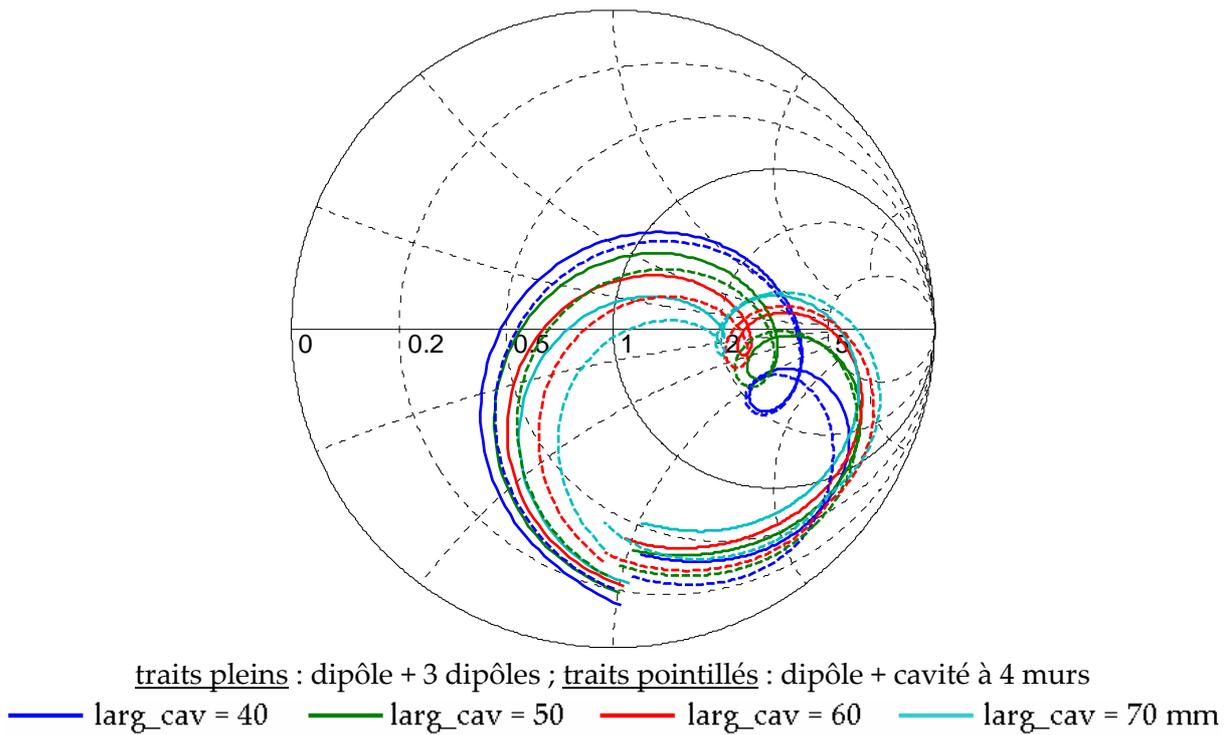


Figure 35 : Impédance en fonction de la largeur larg_cav du dipôle au-dessus de la cavité à 4 murs et du dipôle en présence de trois dipôles passifs entre 2 et 7 GHz

On note un bon accord entre l'impédance du dipôle au-dessus de la cavité et celle du dipôle avec les 3 dipôles passifs. Ce résultat est particulièrement intéressant en terme de temps de simulation, surtout avec un logiciel basé sur la méthode des moments comme ANTEF. En effet, la simulation de trois dipôles à la place de la cavité complète est environ trois fois plus rapide : 0.43 sec contre 1.24 sec par point de fréquence.

5.3.2. Importance des caractéristiques des dipôles passifs

Afin de mieux connaître et d'optimiser le modèle du dipôle avec 3 dipôles passifs, nous avons étudié quelques-uns de ces paramètres comme :

- la largeur larg_dip des deux dipôles situés sur le côté
- la largeur larg_refl du dipôle réflecteur
- la longueur long_refl du dipôle réflecteur

Tout d'abord, nous présentons sur l'abaque de Smith de la Figure 36 l'influence sur l'impédance de la largeur larg_dip des deux dipôles passifs.

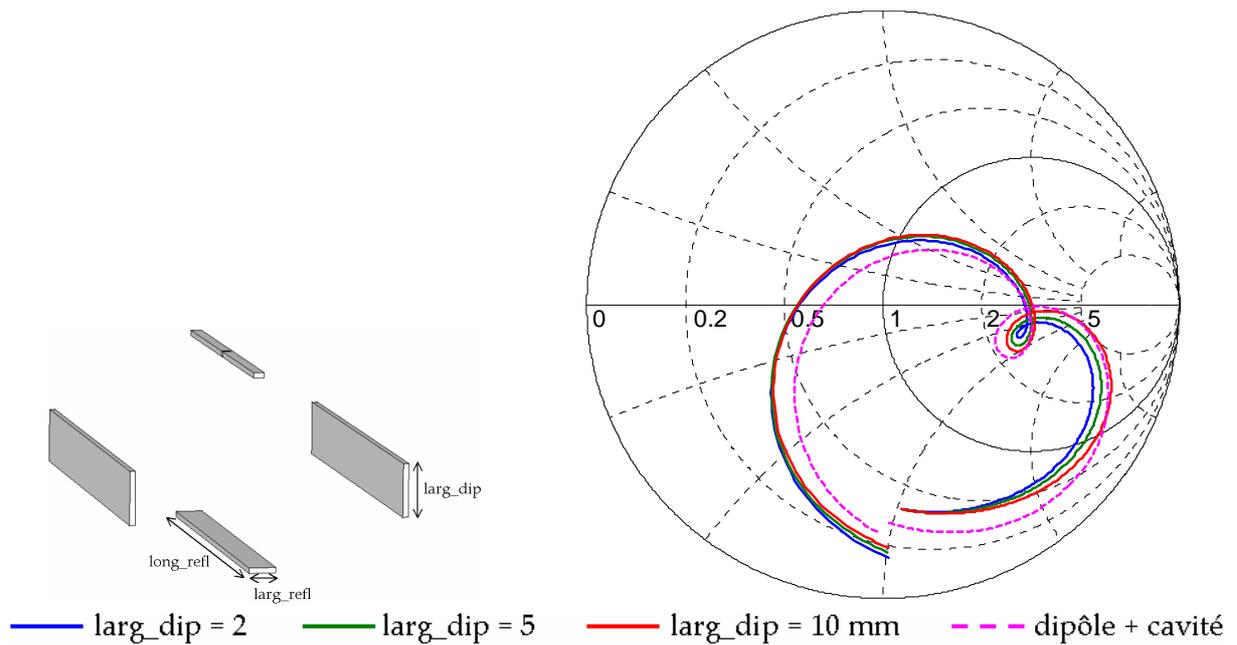


Figure 36 : Impédance du dipôle avec 3 dipôles passifs en fonction de la largeur des 2 dipôles de longueur long_cav et comparaison avec l'impédance du dipôle au-dessus de la cavité à 4 murs entre 2 et 7 GHz

D'après la Figure 36, nous constatons que plus la largeur des dipôles est importante, plus la courbe d'impédance est proche de celle du dipôle au-dessus de la cavité à 4 murs.

Néanmoins, on peut remarquer que l'emplacement de la boucle est fixe. Par conséquent, afin de générer le minimum de cellules de maillage, on pourra fixer la largeur larg_dip à 5 mm dans un premier temps et faire les optimisations avec ce paramètre. Dans un deuxième temps, la simulation de la cavité complète sera effectuée afin d'obtenir plus de précisions sur l'impédance.

La Figure 37 présente l'influence sur l'impédance de la longueur et de la largeur du dipôle réflecteur situé à une distance h du dipôle actif.

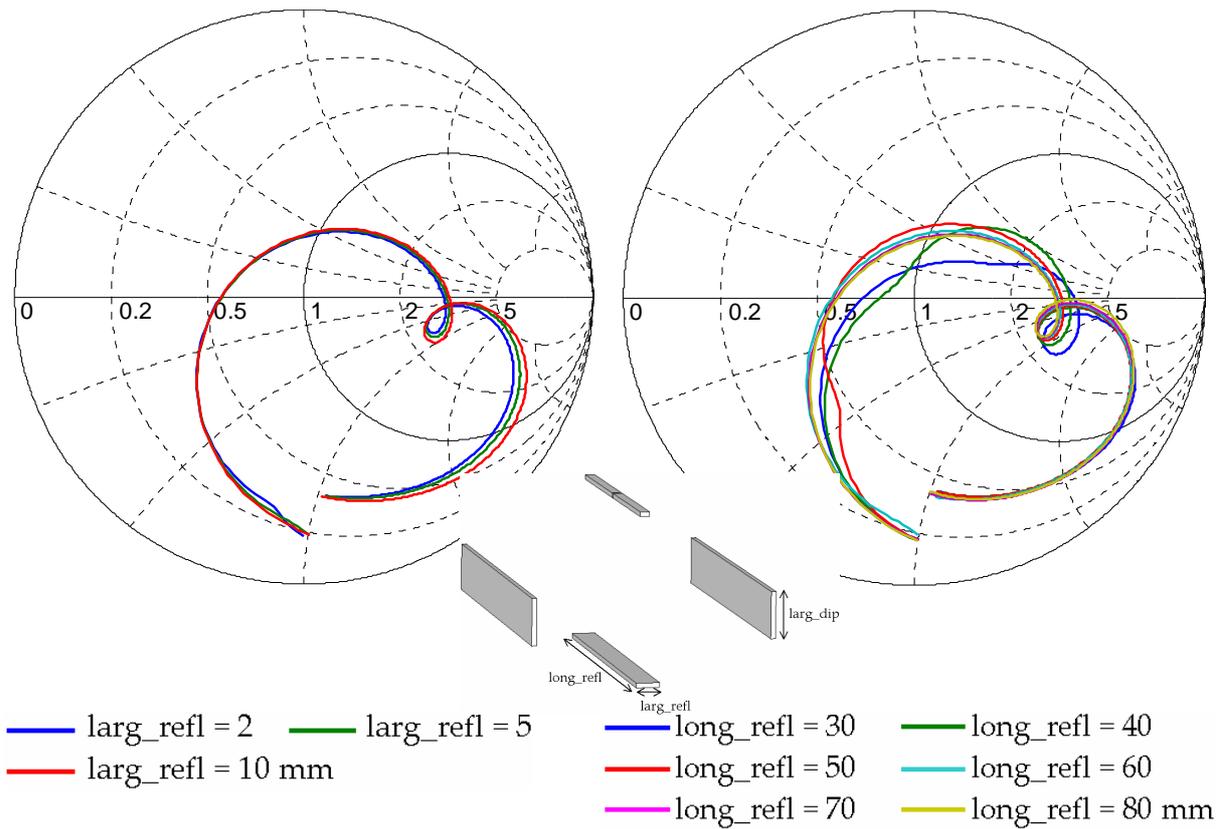


Figure 37 : Impédance du dipôle avec 3 dipôles passifs en fonction de la largeur du dipôle réflecteur situé à une distance h (à gauche) et de sa longueur (à droite) entre 2 et 7 GHz

D'après la Figure 37, la largeur du dipôle réflecteur considéré a peu d'influence sur l'impédance. Quant à sa longueur, si elle est supérieure à celle du dipôle actif (50 mm), elle n'agit pas sur l'impédance.

Nous considérons à présent la même structure mais le dipôle est légèrement enfoui dans la cavité, soit $h_{cav} > h$ comme le montre la Figure 38.

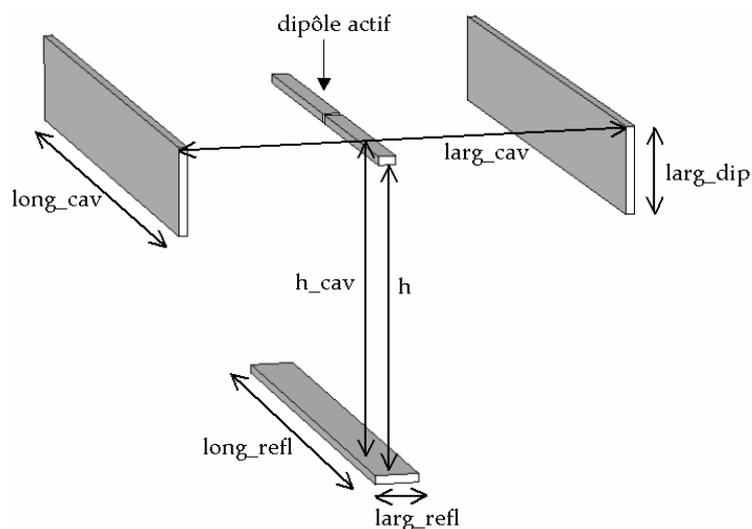


Figure 38 : Dipôle avec trois dipôles passifs avec $h_{cav} > h$

Les valeurs des différents paramètres sont :

$long_cav = 70$; $h = 35$; $h_cav = 40$; $larg_dip = 10$; $long_refl = 60$; $larg_refl = 5$ mm. Comme précédemment, une étude paramétrique sur la largeur de la cavité a été effectuée et nous comparons l'impédance du dipôle dans la cavité à 4 murs et celle du dipôle avec les 3 dipôles passifs. Les résultats sont présentés sur la Figure 39.

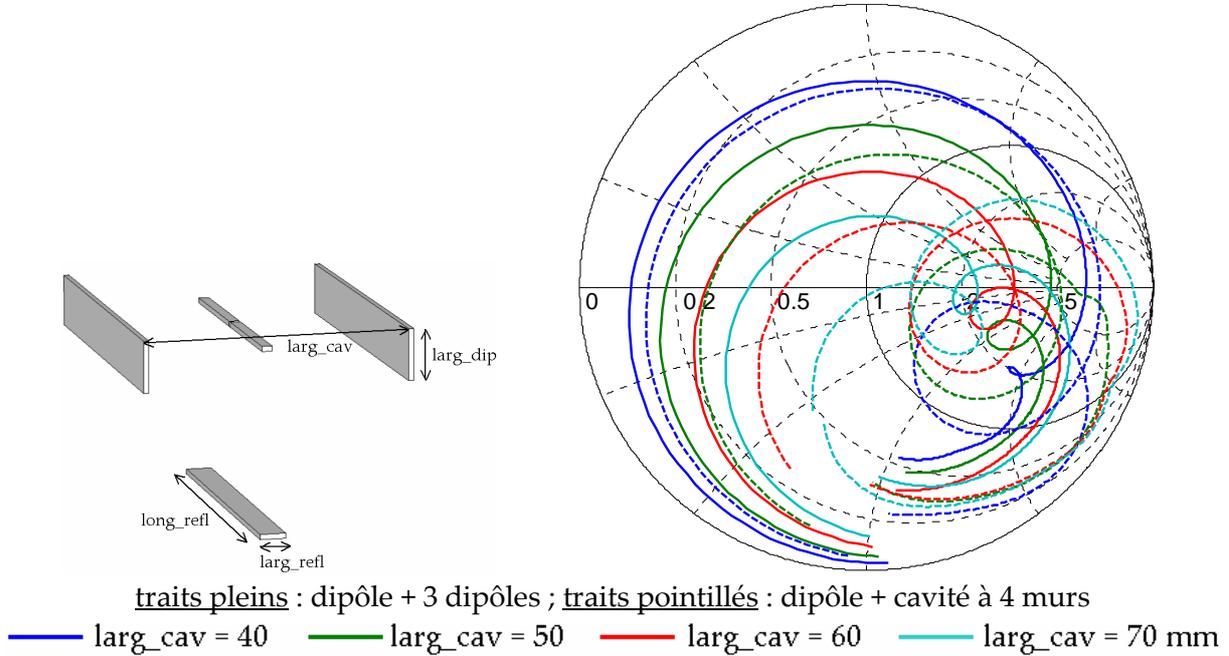


Figure 39 : Impédance en fonction de la largeur $larg_cav$ du dipôle au-dessus de la cavité à 4 murs et du dipôle en présence de trois dipôles passifs entre 2 et 7 GHz pour $larg_dip = 10$ mm

L'accord entre les impédances du dipôle enfoui dans la cavité et du dipôle avec les 3 dipôles passifs est moins bon que précédemment mais reste acceptable.

Le dipôle étant enfoui, la différence entre les deux courbes pourrait provenir de la largeur $larg_dip$ des dipôles qui serait insuffisante. Nous avons donc augmenté le paramètre $larg_dip$ de 10 à 20 mm : la Figure 40 montre les résultats obtenus avec la nouvelle valeur de $larg_dip$.

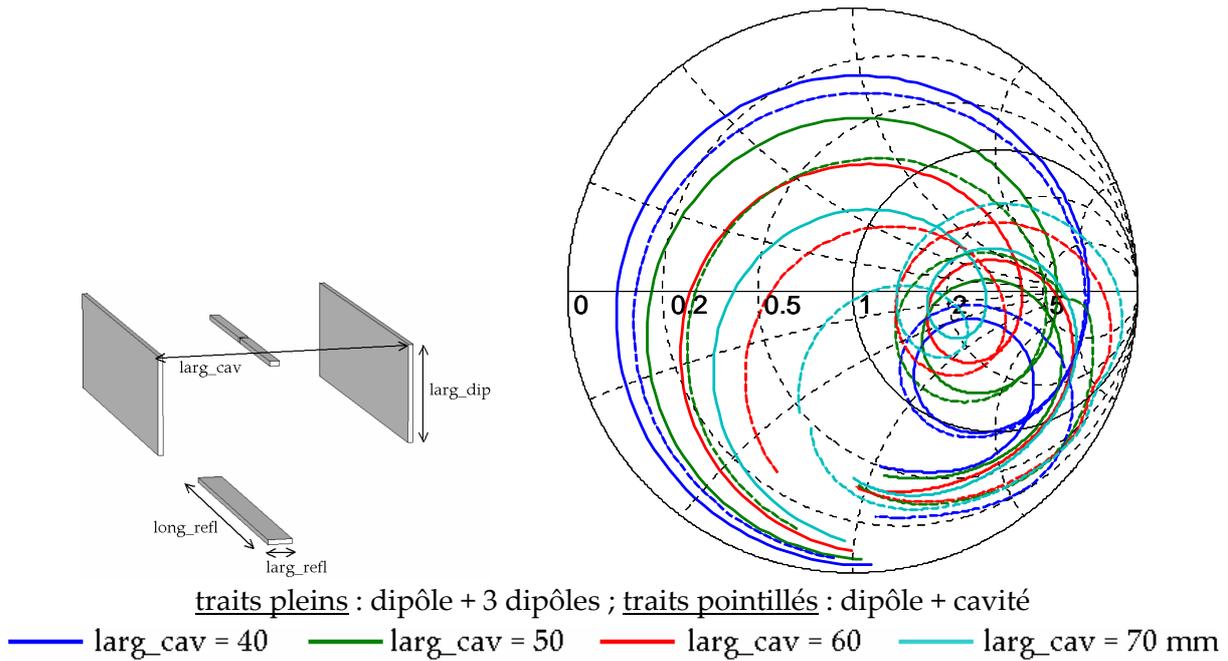


Figure 40 : Impédance en fonction de la largeur $larg_cav$ du dipôle au-dessus de la cavité à 4 murs et du dipôle en présence de trois dipôles passifs entre 2 et 7 GHz pour $larg_dip = 20$ mm

L'accord entre les impédances est meilleur pour une valeur de $larg_dip$ plus importante.

De plus, d'autres simulations ont montré que la largeur du dipôle réflecteur $larg_refl$ n'avait toujours pas d'influence sur l'impédance, même dans le cas $h_cav > h$.

En résumé :

- La structure constituée d'un dipôle actif et de trois dipôles passifs permet de modéliser le système "dipôle + cavité à 4 murs" pour le calcul de l'impédance à condition que l'impédance du dipôle avec la cavité ne présente que deux pics de résonance.
- Pour un dipôle en dehors de la cavité, le modèle donne de très bons résultats et ses paramètres ont peu d'influence sur l'impédance.
- Pour un dipôle enfoui dans la cavité, le modèle est encore valable, mais on doit s'assurer que la largeur $larg_dip$ des dipôles passifs situés sur le côté est suffisante.

5.4. Dipôle à proximité d'une couronne et d'un dipôle réflecteur

Nous avons vu au paragraphe 5.1 que lorsque la partie réelle de l'impédance du dipôle avec la cavité présente 3 pics de résonance distincts, le modèle du dipôle avec une cavité à 2 murs ne permet pas de générer la deuxième résonance.

Nous proposons donc une nouvelle structure composée d'une couronne métallique et d'un dipôle réflecteur qui est présentée sur la Figure 41 avec ses différents paramètres.

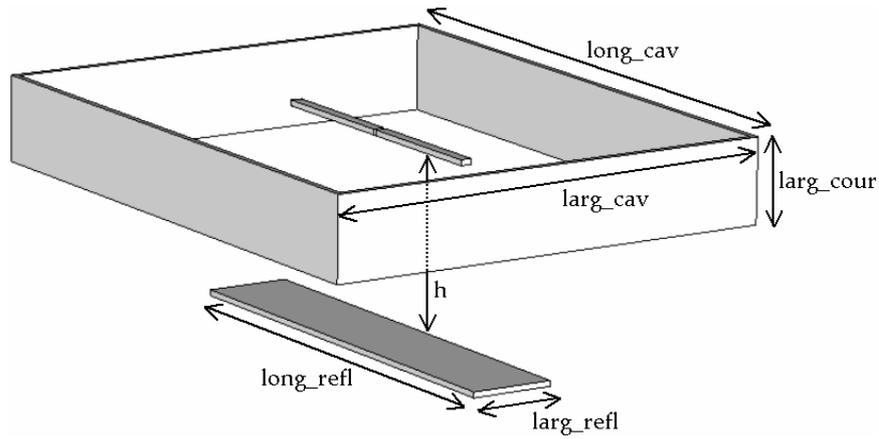


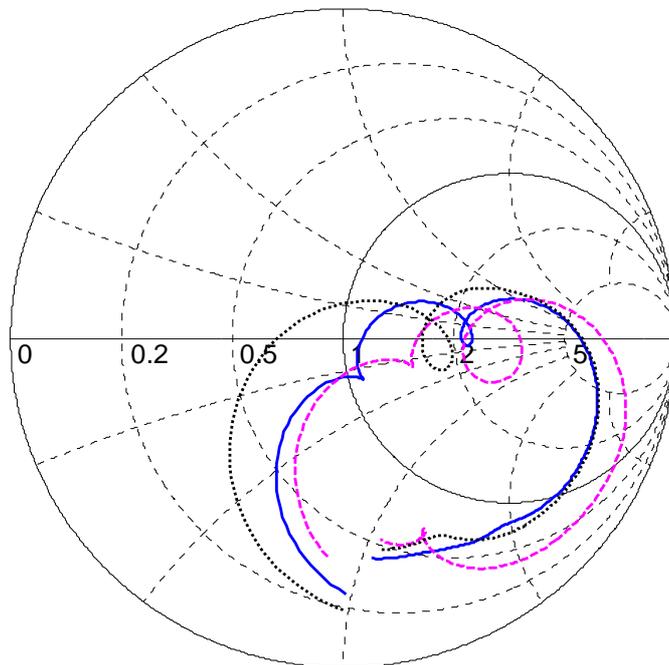
Figure 41 : Dipôle actif avec une couronne et un dipôle réflecteur

Nous reprenons la structure "dipôle + cavité à 4 murs" vue au paragraphe 5.1 et dont la partie réelle de l'impédance présente 3 pics de résonance. Les paramètres sont les suivants : $long_cav = 100$; $larg_cav = 80$; $h = 35$; $h_cav = 40$ mm.

La largeur $larg_cour$ de la couronne est fixée à 20 mm.

Les dimensions du dipôle réflecteur sont : $long_refl = 60$ mm et $larg_refl = 20$ mm.

Les impédances du dipôle avec la cavité à 4 murs, du dipôle avec les trois dipôles réflecteurs et du dipôle avec la couronne et le dipôle réflecteur sont comparées sur l'abaque de Smith de la Figure 42.



..... dipôle + 3 dipôles - - - - - dipôle + cavité ——— dipôle + couronne + réflecteur

Figure 42 : Comparaison des impédances du dipôle avec la cavité, du dipôle avec les 3 dipôles passifs et du dipôle avec la couronne et le dipôle réflecteur entre 2 et 7 GHz

L'impédance du dipôle avec la couronne permet de retrouver les deux boucles de la courbe d'impédance du dipôle avec la cavité.

Même si elle est plus compliquée que la structure à 3 dipôles, ce nouveau modèle reste intéressant en vue d'une optimisation de l'impédance du dipôle avec la cavité à 4 murs. Elle présente l'avantage d'avoir un plus grand domaine de validité que la structure avec 3 dipôles réflecteurs puisqu'elle permet la modélisation du dipôle avec la cavité même lorsque son impédance présente 3 résonances distinctes, soit deux boucles dans l'abaque de Smith.

En résumé :

La structure du dipôle avec la couronne et le dipôle réflecteur est un second modèle simplifié de l'ensemble "dipôle + cavité" qui a un plus grand domaine de validité que le modèle précédent.

5.5. Conclusion

Nous avons proposé dans cette partie des évolutions du système "dipôle + cavité".

La structure constituée du dipôle avec la cavité à deux murs a tout d'abord permis de mettre en évidence le rôle prépondérant des murs parallèles au dipôle actif sur l'impédance. Son étude a également montré que parmi les trois pics de résonance de l'impédance du système "dipôle + cavité à 4 murs", le deuxième pic est engendré par les murs perpendiculaires au dipôle et donc disparaît avec la cavité à deux murs.

Les deux structures "dipôle + 3 dipôles passifs" et "dipôle + couronne + dipôle réflecteur" sont particulièrement intéressantes puisqu'elles permettent de retrouver l'impédance du dipôle avec la cavité de façon plus rapide. Ces modèles simplifiés pourraient, par exemple, être utilisés avec un logiciel de synthèse pour trouver la structure "dipôle + cavité" ayant la bande passante souhaitée.

Ces nouvelles structures peuvent également être vues comme de nouvelles antennes présentant des caractéristiques intéressantes puisqu'elles sont large bande et très simples à réaliser, donc de faible coût. C'est pour cette raison que leur diagramme de rayonnement sera étudié dans la partie suivante.

6. Rayonnement du dipôle à proximité d'une cavité métallique

Dans les parties précédentes, nous avons étudié les modifications induites par la présence d'une cavité métallique sur l'impédance d'un dipôle au-dessus d'un plan réflecteur. Nous présentons à présent les modifications induites par la présence d'une cavité métallique sur le rayonnement d'un dipôle au-dessus d'un plan réflecteur.

Tout d'abord, nous rappelons le rayonnement du dipôle seul. Puis, le rayonnement du dipôle au-dessus d'un plan réflecteur de grandes dimensions est étudié. Enfin, nous présentons l'influence de la cavité sur le rayonnement à partir de deux cavités de dimensions différentes.

Nous soulignons que les simulations ont été réalisées avec Microwave Studio et les valeurs de gain obtenues ne prennent pas en compte les pertes dues à la désadaptation de l'antenne.

6.1. Dipôle seul

La Figure 43 présente le gain dans les plans E et H du dipôle seul à sa fréquence de résonance, c'est à dire 2.73 GHz.

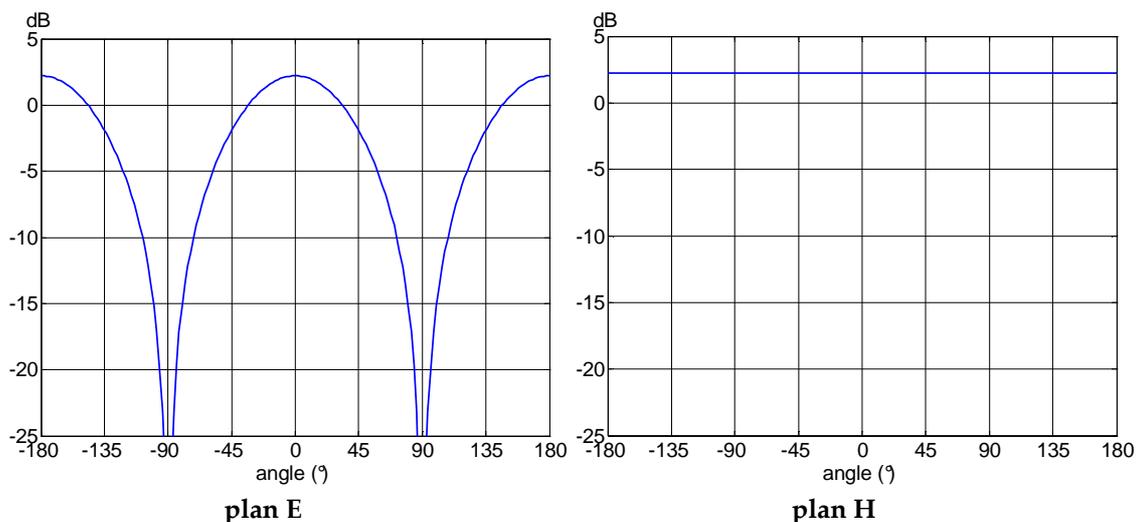


Figure 43 : Gain dans le plan E à 2.73 GHz du dipôle seul

Le gain maximal du dipôle est de 2.2 dB, ce qui est conforme à la valeur trouvée dans la littérature [12].

6.2. Dipôle au-dessus d'un plan de masse de grandes dimensions

Nous étudions à présent le gain du dipôle placé parallèlement à un plan métallique de dimensions 330 x 330 mm, soit $3\lambda \times 3\lambda$, λ étant la longueur d'onde de résonance du dipôle seul (Figure 5).

La Figure 44 présente le gain dans le plan E à la fréquence de résonance du dipôle seul, i.e. 2.73 GHz, en fonction de la distance h entre le dipôle et le plan.

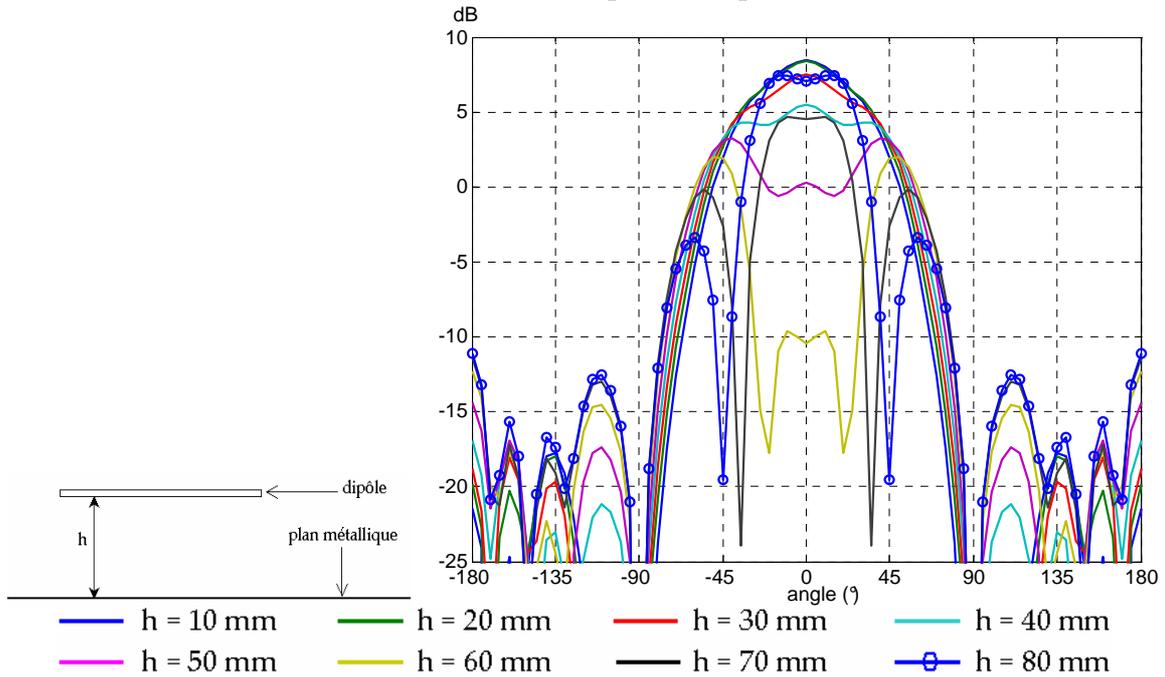


Figure 44 : Gain dans le plan E à 2.73 GHz en fonction de la distance h entre le dipôle et le plan de masse de dimensions 330 x 330 mm

Pour une distance h inférieure à $\lambda/4 = 27$ mm, le gain dans l'axe est constant et vaut 8.4 dB, soit environ 6 dB de plus que le gain du dipôle seul. Pour une distance h supérieure à $\lambda/4$, l'apparition de lobes secondaires induit une chute du gain dans l'axe qui est maximale pour $h = \lambda/2$. Pour des valeurs de h supérieures à $\lambda/2$, le gain augmente à nouveau mais reste inférieur à sa valeur maximale obtenue avec h faible, i.e. $h < \lambda/4$.

Nous rappelons que l'adaptation de l'antenne est meilleure à partir de $h = \lambda/4$; il y a donc nécessité de trouver un compromis entre le gain et l'adaptation.

6.3. Dipôle à proximité d'une cavité

Dans la partie 4, nous nous sommes intéressés à l'influence de la proximité d'une cavité métallique sur l'impédance du dipôle. Nous proposons ici de compléter cette étude en examinant le rayonnement de cette antenne. La Figure 45 présente la position de l'antenne par rapport aux axes de coordonnées.

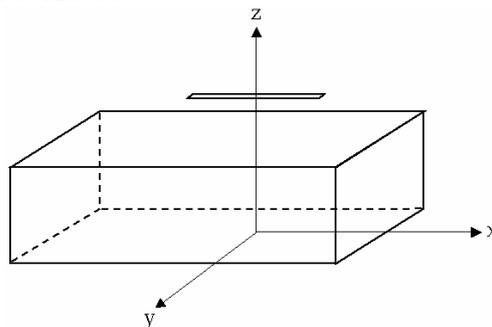


Figure 45 : Dipôle au-dessus de la cavité : définition du système d'axes

Nous avons choisi deux structures large bande et pour chacune d'elles, le gain est étudié en fonction de la hauteur h_{cav} de la cavité afin de déterminer l'influence de celle-ci.

6.3.1. Antenne "dipôle + cavité" n°1

Les valeurs des paramètres de la première antenne, notée n°1, que nous avons choisie pour l'étude du gain sont les suivantes :

$long_{cav} = 100 \text{ mm}$; $larg_{cav} = 80 \text{ mm}$; $h = 35 \text{ mm}$.

La Figure 46 présente le module du coefficient de réflexion après normalisation de l'impédance à 250 ohms en fonction de la hauteur h_{cav} des murs de la cavité.

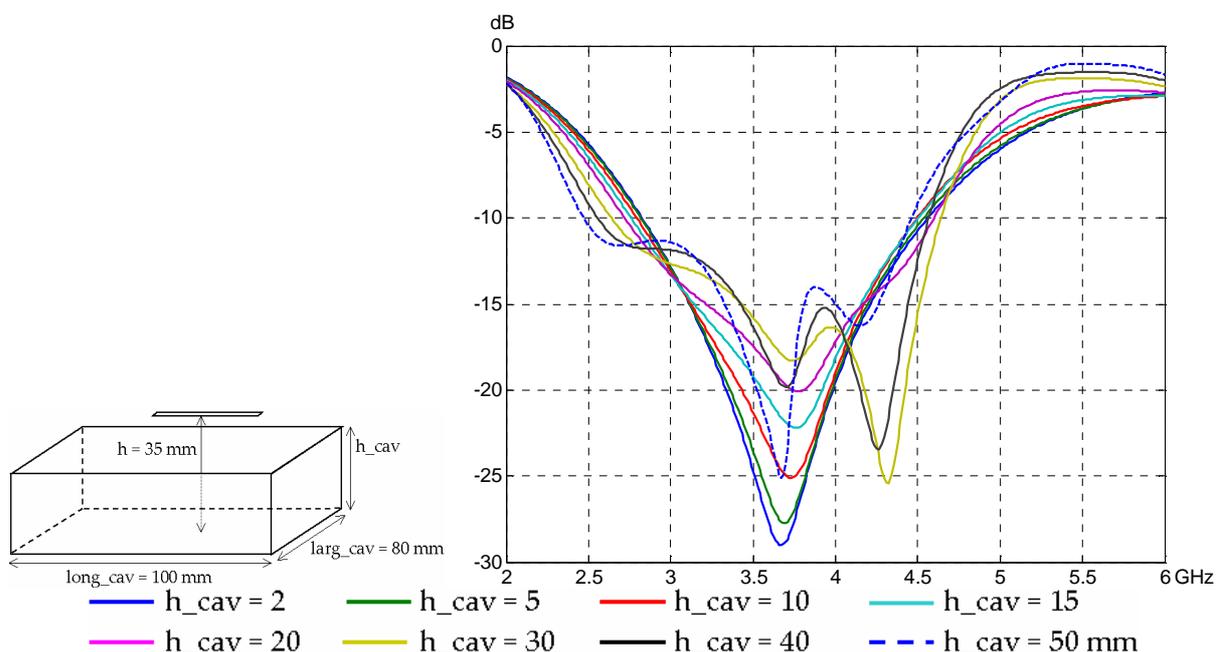


Figure 46 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne n°1 en fonction de la hauteur h_{cav} de la cavité

La Figure 46 montre une fois de plus l'apport de la cavité sur l'élargissement de la bande passante. Ainsi, pour $h_{cav} = 2$ mm, la bande passante à -10 dB est comprise entre 2.82 et 4.56 GHz soit 47% ou 1.62 : 1. Pour $h_{cav} = 30$ mm, elle est de 55 % (1.76:1) et pour $h_{cav} = 50$ mm, elle est de 57% (1.81 : 1).

La Figure 47 présente l'évolution du gain dans la direction Oz en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la hauteur h_{cav} de la cavité.

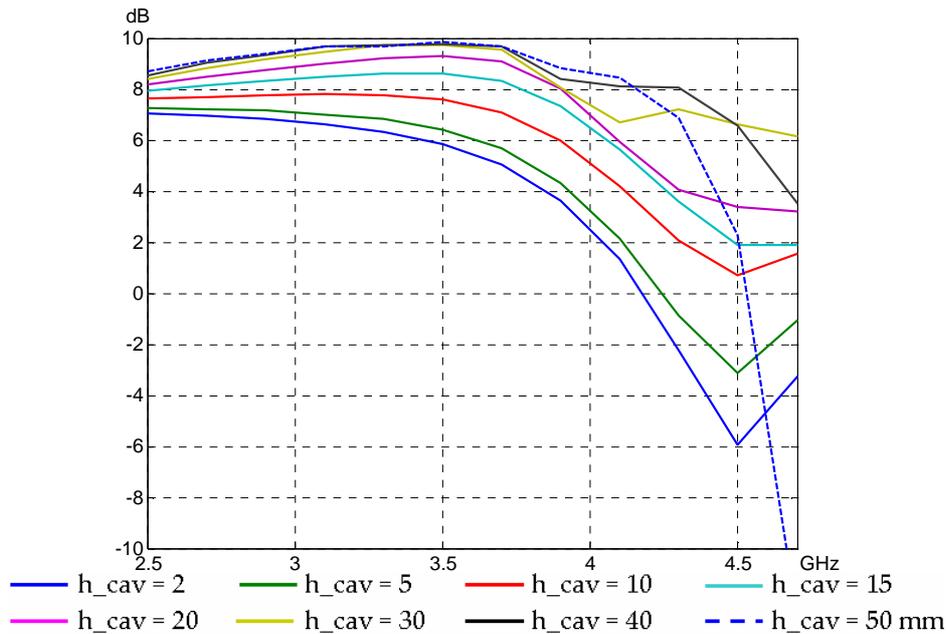


Figure 47 : Gain de l'antenne n°1 suivant l'axe Oz en fonction de la hauteur h_{cav} de la cavité

La Figure 47 met en évidence l'apport de la cavité sur le gain : plus la hauteur des murs est grande, plus le gain suivant l'axe Oz est élevé. La valeur maximale du gain est de 9.7 dB à 3.5 GHz pour $h_{cav} = 50$ mm.

On peut toutefois noter que l'augmentation du gain n'est pas linéaire avec la hauteur h_{cav} . Ainsi, pour des fréquences comprises entre 2.5 et 3.7 GHz et à partir de $h_{cav} = 30$ mm, le gain ne dépend plus de la hauteur h_{cav} .

A partir de 3.7 GHz, la valeur du gain chute fortement. A 4.7 GHz, le dipôle enfoui ($h_{cav} = 40$ ou 50 mm) présente un gain plus faible que le cas où $h_{cav} = 30$ mm dans lequel le dipôle est situé à 5 mm au-dessus de la cavité. Il n'est donc pas nécessaire d'enfouir le dipôle pour avoir le gain le plus élevé possible sur toute la bande passante. Ici, avec une hauteur $h_{cav} = 30$ mm, la structure présente un gain élevé et variant peu sur la bande passante et semble être optimale.

Comme nous l'avons souligné précédemment, la mise en cavité doit également permettre une meilleure isolation entre l'antenne et son environnement. Or l'étude précédente ne permet pas de mettre en évidence si l'augmentation du gain est due à une diminution du rayonnement derrière la cavité. C'est pour cette raison que nous observons sur la Figure 48 le gain dans les plans E et H pour les différentes valeurs de la hauteur h_{cav} déjà proposées.

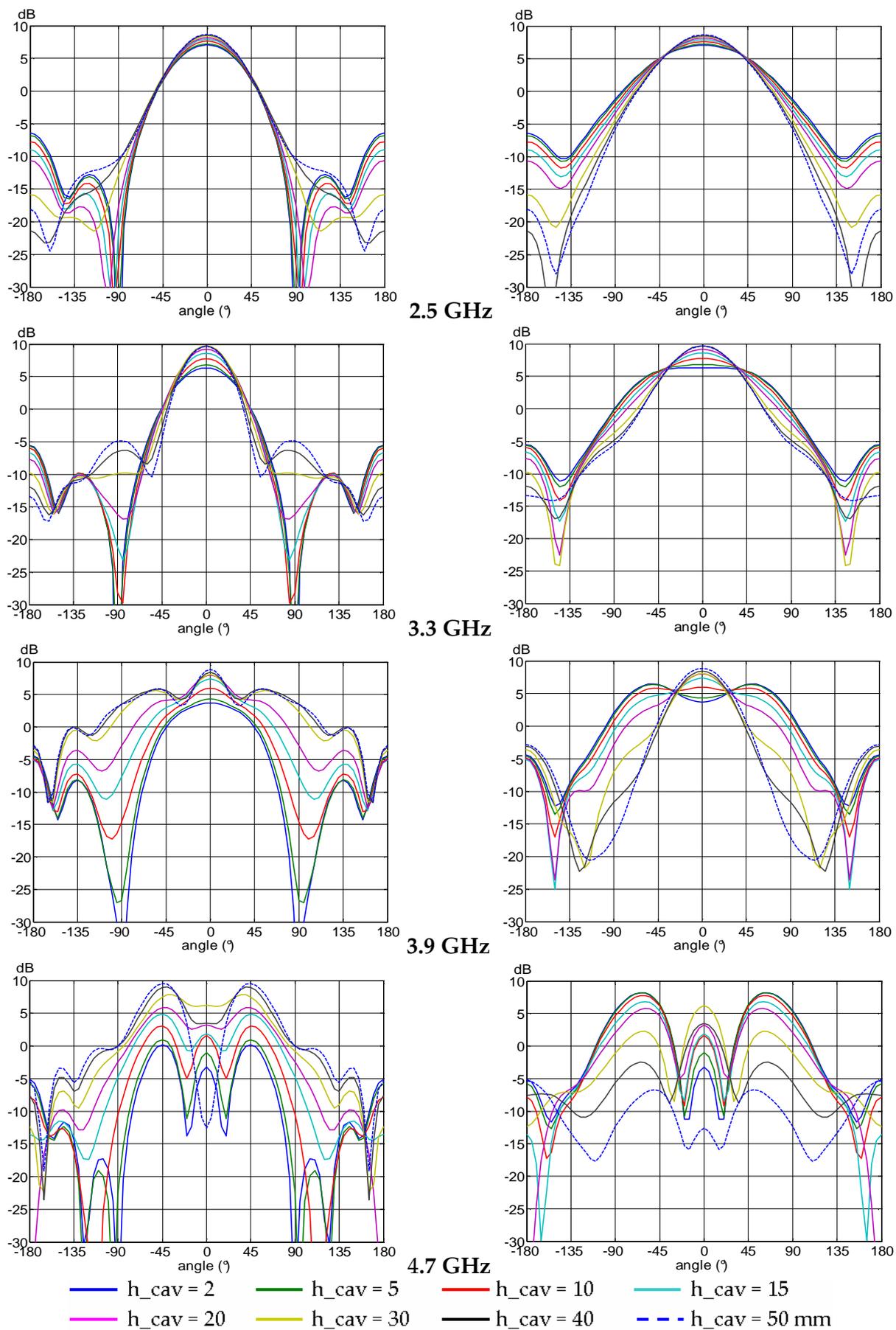


Figure 48 : Gain dans le plan E (à gauche) et le plan H (à droite) en fonction de h_{cav}

D'après la Figure 48, plus la hauteur de la cavité est importante, plus le rayonnement arrière (i.e. le rayonnement compris entre -180 et -90° et entre 90 et 180°) est atténué pour les fréquences les plus basses de la bande passante.

Pour les fréquences les plus hautes, la diminution du rayonnement arrière est plus difficile à mettre en évidence à cause de l'apparition de lobes supplémentaires. Par exemple, à 4.7 GHz, le gain arrière est plus élevé pour $h_{cav} = 50$ mm que pour $h_{cav} = 2$ mm dans le plan E ; en revanche, c'est le contraire dans le plan H.

Enfin, nous avons étudié le gain du dipôle au-dessus de la cavité ne comportant que 2 murs parallèles au dipôle, structure qui a été présentée sur la Figure 24.

La Figure 49 compare l'évolution du gain suivant l'axe Oz pour le dipôle avec la cavité à 4 murs et celle à 2 murs en fonction de la hauteur des murs.

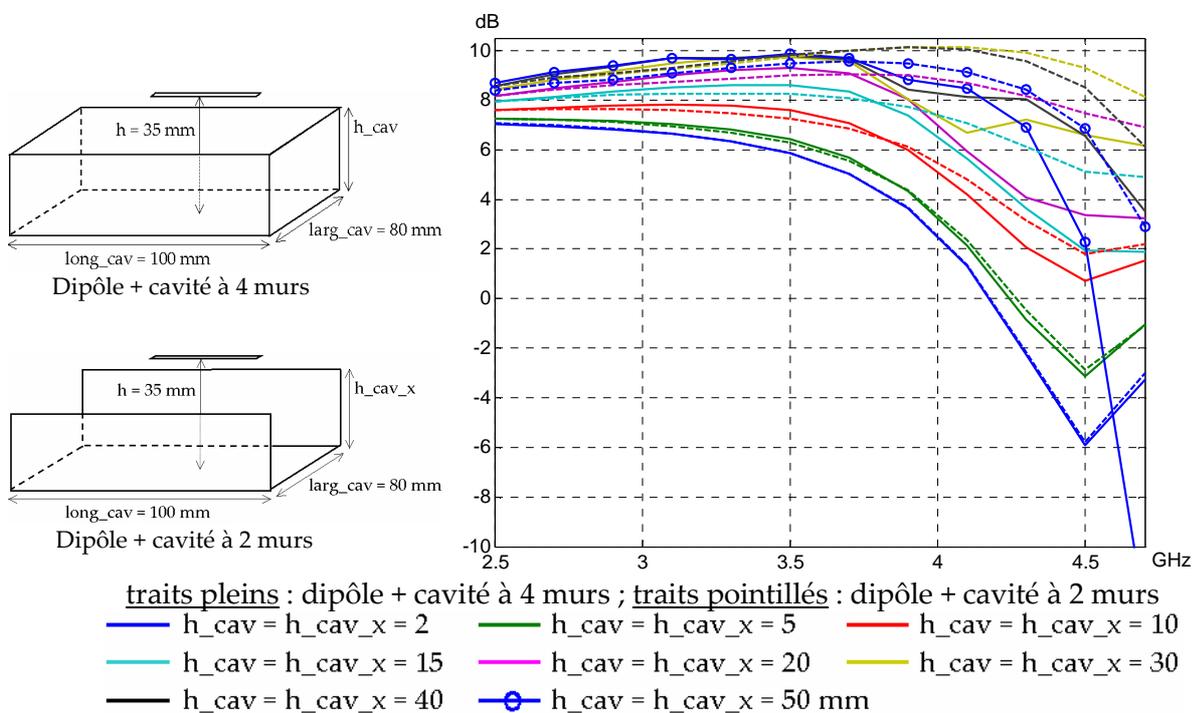


Figure 49 : Evolution du gain suivant l'axe Oz : comparaison entre le dipôle avec la cavité à 4 murs et le dipôle avec la cavité à 2 murs pour différentes hauteurs de cavité

La Figure 49 montre que le gain avec la cavité à 2 murs est plus élevé que celui obtenu avec la cavité à 4 murs. Ainsi à 4.5 GHz, pour une hauteur de 30 mm, la différence est de 2.7 dB. L'ajout de murs perpendiculaires au dipôle, suivant y, contribue donc à dégrader le gain dans l'axe Oz.

Pour savoir si la présence de ces murs suivant y présente un avantage en terme de rayonnement arrière, nous étudions l'évolution du gain dans les plans E et H en fonction de la hauteur h_{cav_y} de ces murs pour une hauteur h_{cav_x} de 30 mm. La structure est présentée sur la Figure 50 et le diagramme de rayonnement sur la Figure 51.

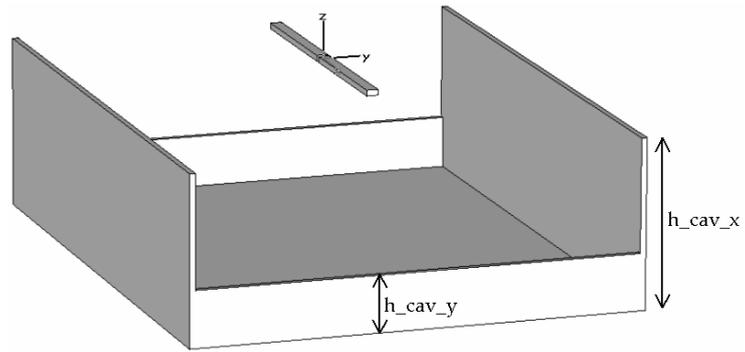


Figure 50 : Dipôle au-dessus d'une cavité à 4 murs de hauteurs différentes

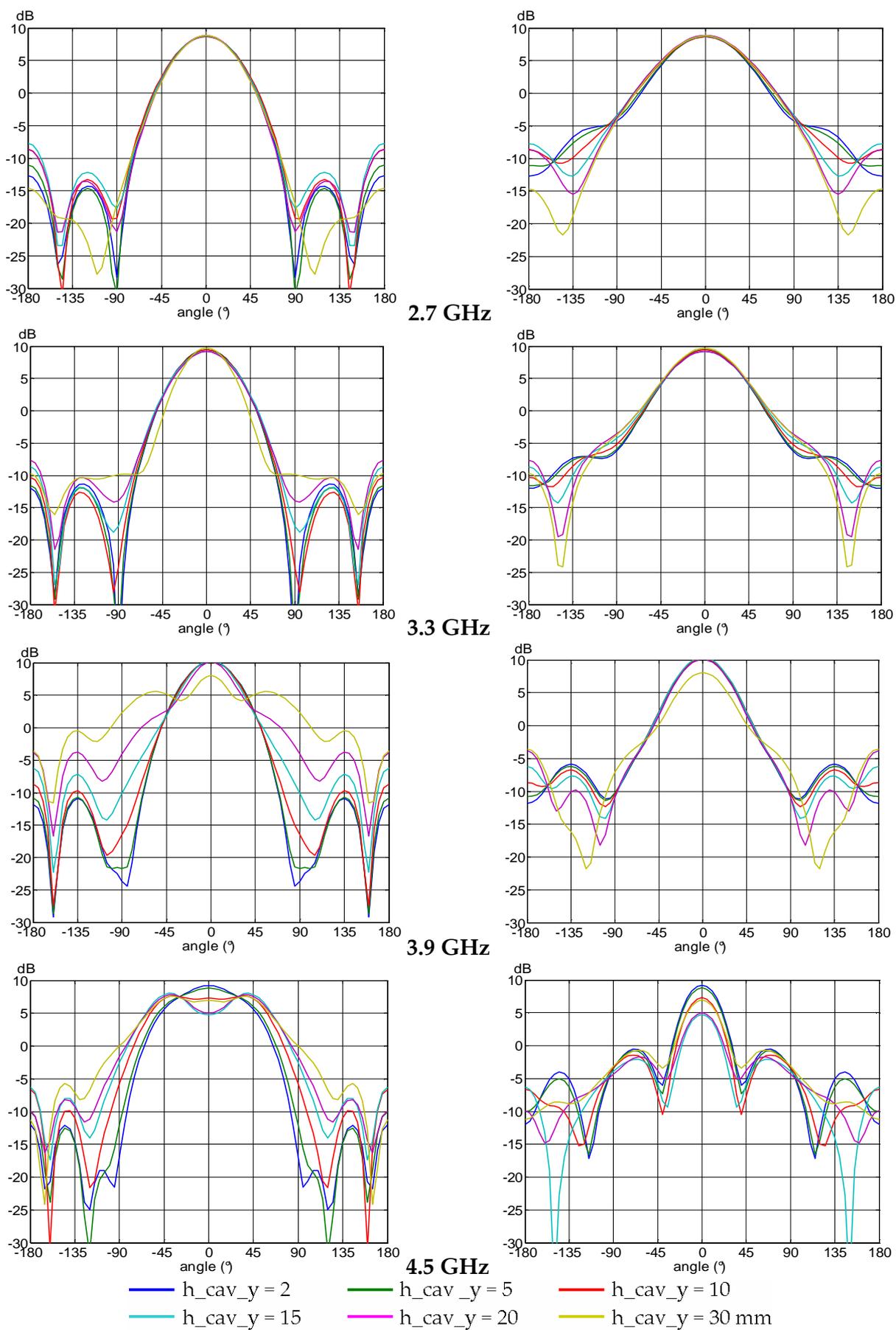


Figure 51 : Gain dans le plan E (à gauche) et le plan H (à droite) en fonction de h_{cav_y}

La Figure 51 confirme que plus la hauteur h_{cav_y} des murs perpendiculaires au dipôle augmente, plus le gain dans l'axe diminue.

Du point de vue du rayonnement arrière, la Figure 51 met en évidence que l'augmentation de h_{cav_y} a globalement tendance à augmenter le rayonnement arrière.

En résumé, pour l'antenne n°1 :

- la cavité permet d'augmenter significativement le gain suivant l'axe Oz
- la cavité contribue à une diminution du rayonnement arrière, surtout aux basses fréquences de la bande passante
- les murs de la cavité qui sont parallèles au dipôle jouent un rôle prépondérant dans l'augmentation du gain
- les murs perpendiculaires au dipôle induisent une dégradation du rayonnement, notamment au niveau du gain dans l'axe

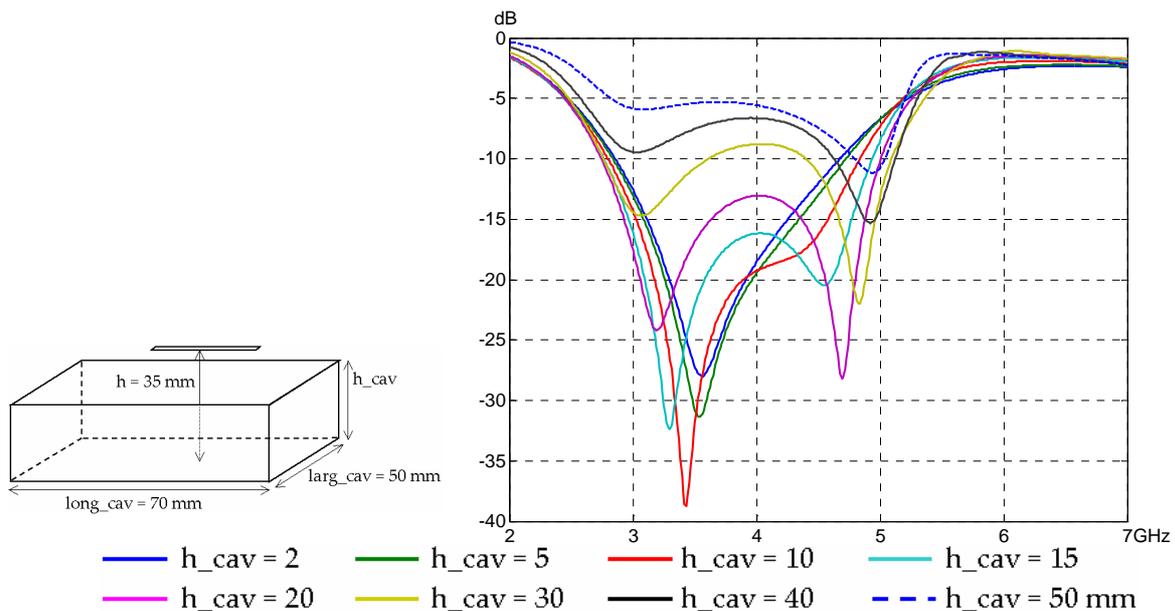
Afin de confirmer ces conclusions, nous menons dans le paragraphe suivant une étude similaire avec une seconde cavité plus petite.

6.3.2. Antenne "dipôle + cavité" n°2

Les valeurs des paramètres de la seconde antenne, notée n°2, que nous avons choisie pour l'étude du gain sont les suivantes :

$long_cav = 70 \text{ mm}$; $larg_cav = 50 \text{ mm}$; $h = 35 \text{ mm}$

La Figure 52 présente le module du coefficient de réflexion avec une impédance de normalisation de 250 ohms en fonction de la hauteur h_{cav} de la cavité.



Pour cette antenne également, la présence de murs sur la cavité permet d'élargir la bande passante. Par exemple, la bande passante est de 49% pour $h_{cav} = 2$ mm et de 59% pour $h_{cav} = 20$ mm.

La Figure 53 présente l'évolution du gain dans la direction Oz en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la hauteur h_{cav} de la cavité.

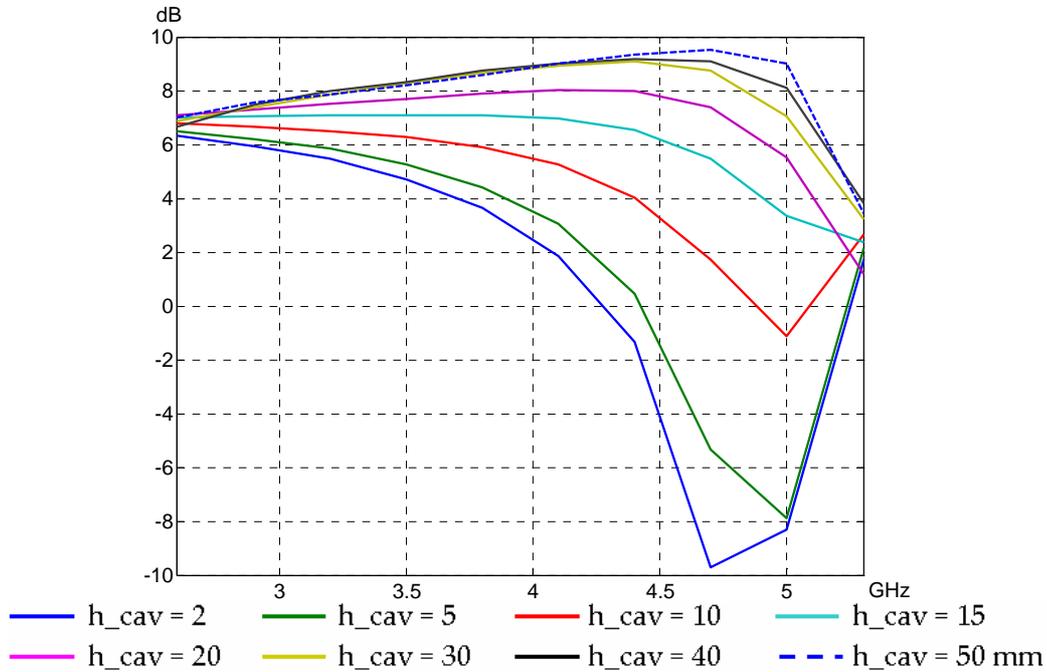


Figure 53 : Gain de l'antenne n°2 suivant l'axe Oz en fonction de la hauteur h_{cav} de la cavité

La Figure 53 confirme que l'augmentation de la hauteur des murs de la cavité induit une augmentation du gain dans l'axe. Nous rappelons ici que le gain présenté ne prend pas en compte les pertes par désadaptation, sinon, les valeurs du gain pour $h_{cav} = 50$ mm seraient plus faibles.

Comme pour l'antenne n°1, à partir d'une certaine valeur de h_{cav} , le gain n'augmente presque plus.

En revanche, pour l'antenne n°2, le cas optimal – c'est à dire pour lequel le gain est élevé et subit le moins de variations – correspond à $h_{cav} = 50$ mm soit à un dipôle enfoui.

La Figure 54 présente l'évolution du gain en fonction de h_{cav} dans les plans E et H à différentes fréquences.

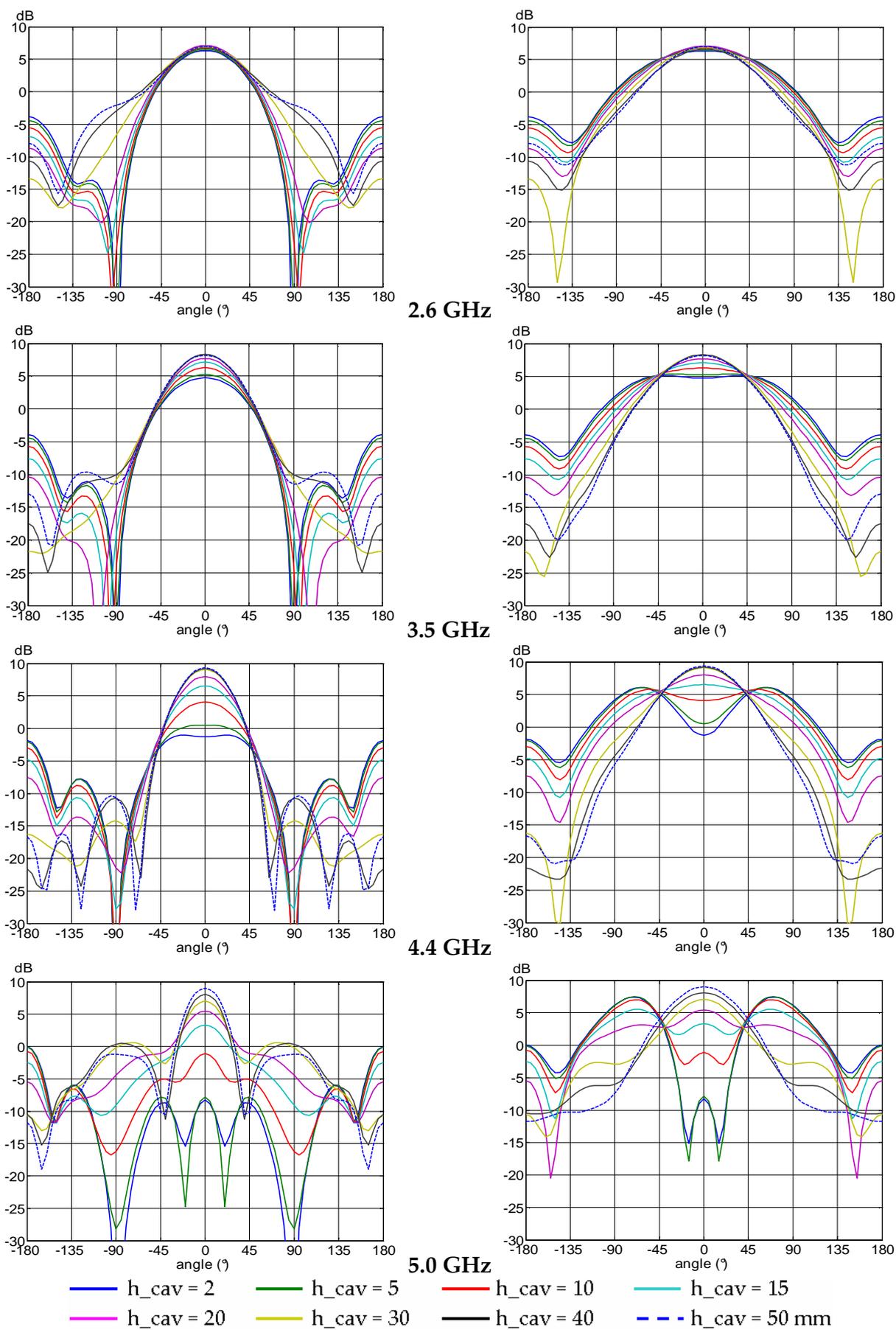


Figure 54 : Gain dans le plan E (à gauche) et le plan H (à droite) en fonction de h_{cav}

La Figure 54 montre que la stabilité du diagramme de rayonnement est meilleure pour l'antenne n°2 que pour l'antenne n°1, en particulier à partir de $h_{cav} = 30$ mm. De plus, plus la hauteur des murs est élevée, plus le rayonnement arrière est atténué.

Comme précédemment, nous avons comparé le gain de cette antenne à celui du dipôle au-dessus d'une cavité à 2 murs. Les résultats sont présentés sur la Figure 55.

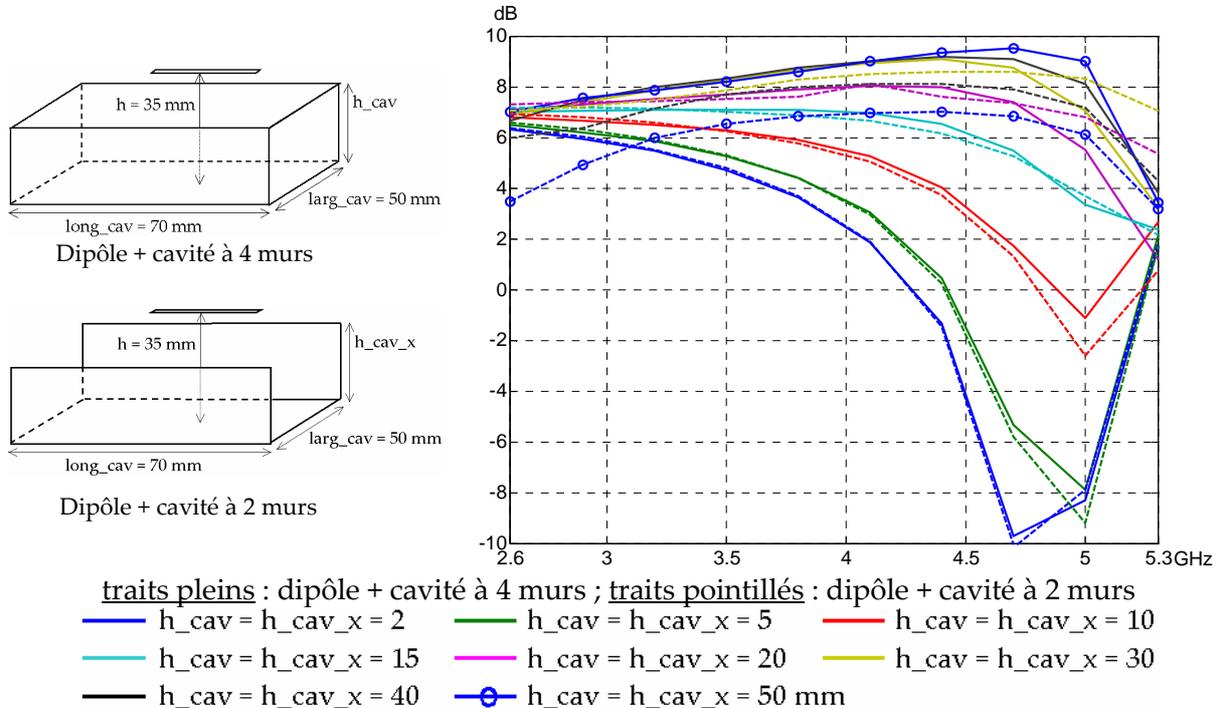


Figure 55 : Evolution du gain suivant l'axe Oz : comparaison entre le dipôle avec la cavité à 4 murs et le dipôle avec la cavité à 2 murs pour différentes hauteurs de cavité

La comparaison du gain du dipôle avec la cavité ayant deux murs et avec la cavité ayant 4 murs de la Figure 55 donne un résultat un peu différent de celle faite avec l'antenne n°1. En effet, le gain du dipôle avec la cavité à 2 murs est inférieur à celui du dipôle avec la cavité à 4 murs. Ceci montre que l'ajout de murs perpendiculaires au dipôle améliore le gain au lieu de le dégrader comme nous l'avions constaté avec l'antenne n°1. Cette différence mise à part, la Figure 55 confirme que ce sont les murs parallèles au dipôle qui contribuent essentiellement à l'augmentation du gain.

Dans tout ce paragraphe, nous n'avons pas abordé la valeur de la composante croisée du champ lointain dans le plan E car celle-ci est très faible et les données fournies par les logiciels ne sont pas réalistes (de l'ordre de -200 dB !).

En résumé, pour l'antenne n°2 :

- la cavité permet d'augmenter significativement le gain suivant l'axe Oz
- la cavité contribue à une diminution du rayonnement arrière
- les murs de la cavité qui sont parallèles au dipôle jouent un rôle prépondérant dans l'augmentation du gain
- les murs perpendiculaires au dipôle permettent d'augmenter légèrement le gain dans la direction Oz

6.4. Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons étudié les effets de la présence de la cavité sur le rayonnement. Nous avons montré que la cavité permet d'augmenter significativement le gain dans la direction Oz et de réduire le rayonnement arrière.

Le rôle prépondérant des murs parallèles au dipôle dans l'augmentation du gain a également été mis en évidence.

Enfin, selon les cas, les murs perpendiculaires au dipôle améliorent légèrement ou, au contraire, dégradent le gain dans l'axe et le rayonnement arrière.

7. Rayonnement des structures dérivées

Nous étudions à présent le rayonnement des deux modèles simplifiés du système "dipôle + cavité" que nous avons conçus aux paragraphes 5.3 et 5.4 pour l'optimisation de la bande passante en impédance : le dipôle avec trois dipôles passifs et le dipôle avec la couronne et le réflecteur.

Le but de cette étude n'est pas d'utiliser ces modèles pour trouver le rayonnement du dipôle avec la cavité mais de déterminer si ces structures sont intéressantes en tant qu'antennes à part entière.

7.1. Dipôle à proximité de trois dipôles réflecteurs

La structure déjà étudiée au paragraphe 5.3.1 est rappelée sur la Figure 56.

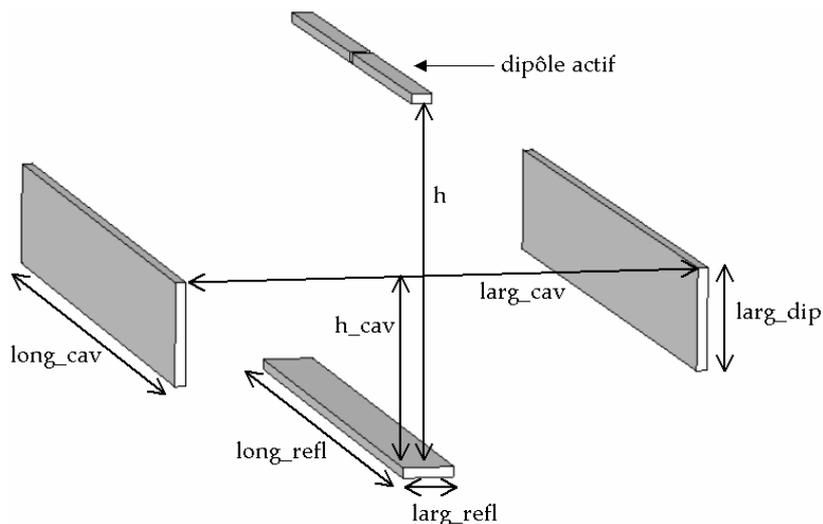


Figure 56 : Structure avec un dipôle actif et trois dipôles passifs

Les paramètres de l'antenne sont les mêmes que celle du paragraphe 5.3.1 : $long_cav = 70$, $larg_cav = 60$; $h = 35$; $h_cav = 20$ mm.

L'impédance de cette antenne présente une boucle sur l'axe réel de l'abaque de Smith autour de 200 ohms ; sa bande passante est donc plus large que celle du dipôle seul.

Cherchant à conserver le caractère omnidirectionnel du diagramme de rayonnement dans le plan H du dipôle seul, nous réduisons au maximum la taille des réflecteurs tout en maintenant une large bande passante. Ainsi, la largeur des dipôles passifs placés de chaque côté du dipôle actif a été diminuée à 3 mm. Le dipôle réflecteur situé à une distance h du dipôle actif a désormais pour longueur $long_refl = 30$ mm et pour largeur $larg_refl = 2$ mm.

La Figure 57 présente le module du coefficient de réflexion pour une impédance de normalisation de 200 ohms. La bande passante à -10 dB est comprise entre 2.68 et 4.65 GHz soit 54% ou un rapport 1.74 : 1.

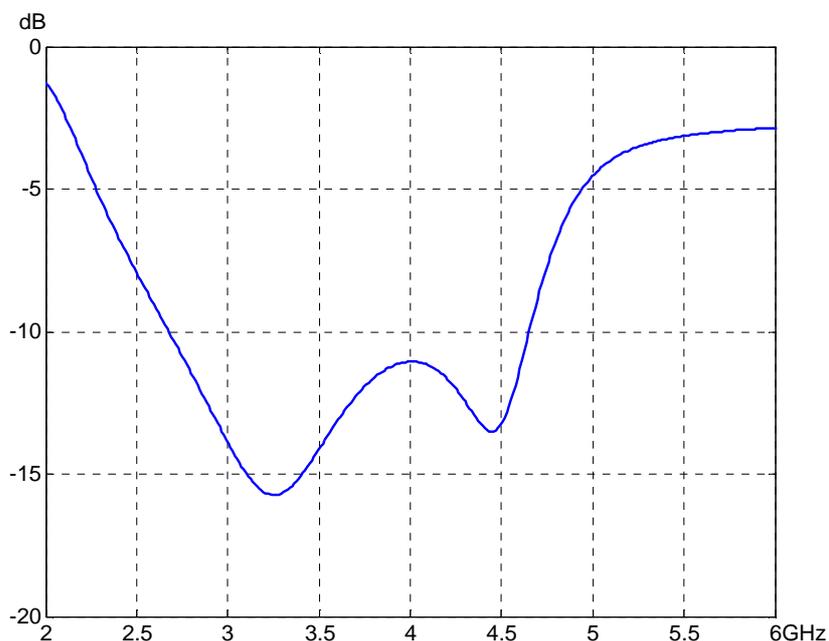


Figure 57 : Module du coefficient de réflexion après normalisation à 200 ohms

La Figure 58 présente le diagramme de rayonnement en gain dans les plans E et H à différentes fréquences comprises dans la bande passante.

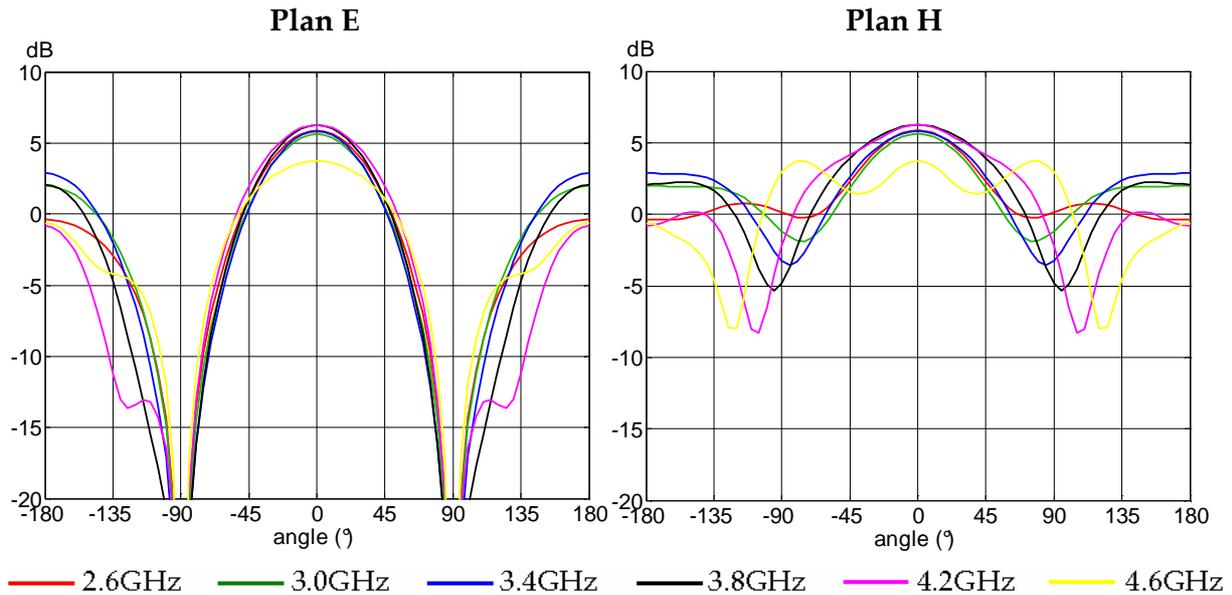


Figure 58 : Gain du dipôle avec les 3 dipôles passifs dans le plan E (à gauche) et le plan H (à droite)

La Figure 58 montre que le rayonnement de la structure présente une assez bonne omnidirectionnalité dans le plan H. Le diagramme dans le plan E est comparable à celui d'un dipôle seul. Les composantes croisées ne sont pas représentées car elles sont très faibles. Une telle antenne large bande ayant un diagramme relativement omnidirectionnel dans un plan pourrait être, par exemple, implémentée sur un terminal de communication mobile. Une réalisation sur mousse métallisée permettrait de proposer une solution performante à bas coût. Cette technique, développée à l'IETR, est présentée dans le chapitre 3.

7.2. Dipôle à proximité d'une couronne et d'un dipôle réflecteur

De même que le modèle avec trois dipôles réflecteurs vu précédemment, le dipôle avec une couronne et un réflecteur peut également être considéré comme une antenne large bande dont il est intéressant de connaître le rayonnement.

Cette structure déjà étudiée au paragraphe 5.4 est rappelée sur la Figure 59.

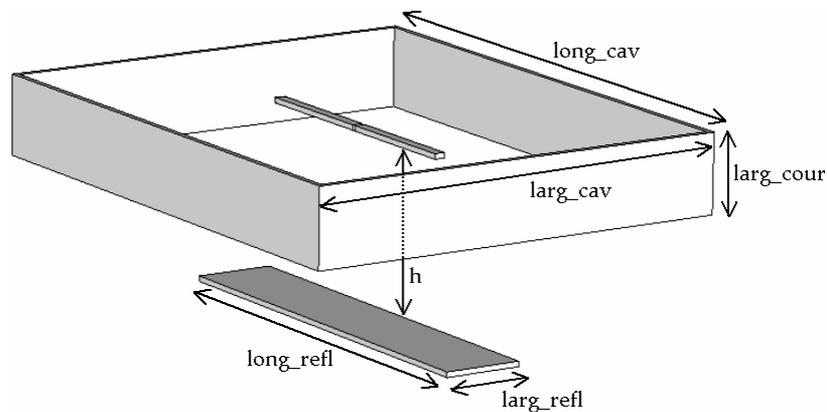


Figure 59 : Dipôle actif avec une couronne et un dipôle réflecteur

Les paramètres sont les mêmes que ceux de la structure du paragraphe 5.4 :
 long_cav = 100 , larg_cav = 80 ; h = 35 ; h_cav = 40, long_refl = 60 mm

La largeur du dipôle réflecteur et celle de la couronne ont été réduites à 15 mm afin de réduire la perturbation du diagramme de rayonnement. Une réduction plus importante des largeurs des réflecteurs n'est pas envisageable car elle entraîne une diminution de la bande passante.

La Figure 60 présente le module du coefficient de réflexion de l'antenne après normalisation à 150 ohms.

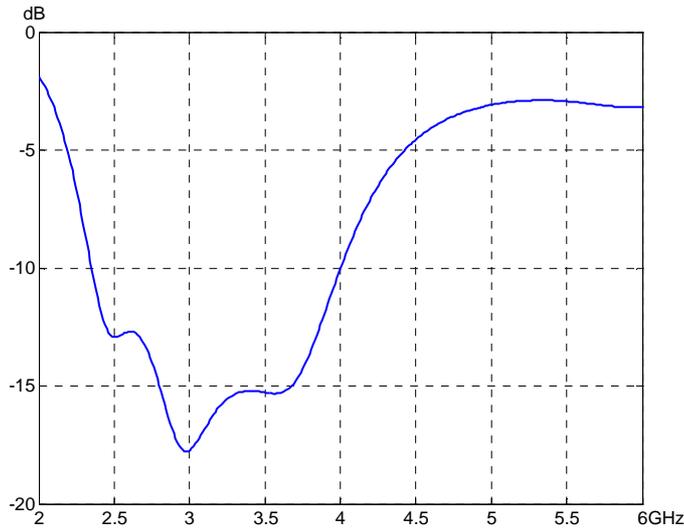


Figure 60 : Module du coefficient de réflexion du dipôle avec une couronne et un dipôle réflecteur après normalisation de l'impédance à 150 ohms

D'après la Figure 60, la bande passante à -10 dB de la structure est comprise entre 2.35 et 4.0 GHz soit 52% ou un rapport 1.70 :1.

La Figure 61 présente le diagramme de rayonnement dans les plans E et H de la structure à différentes fréquences de la bande passante.

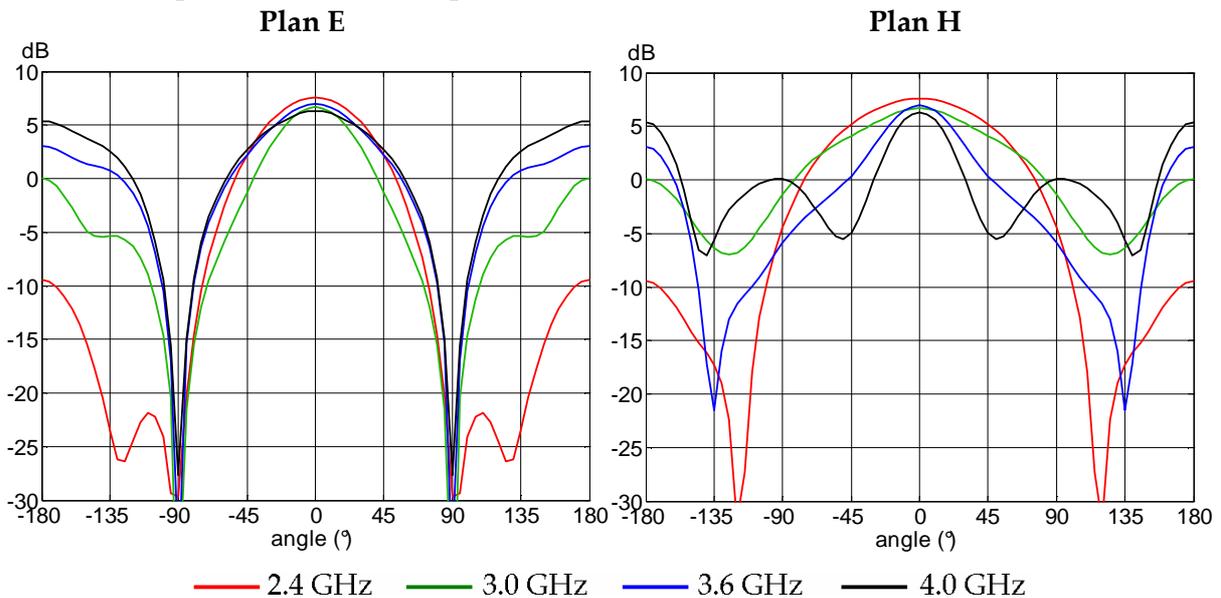


Figure 61 : Gain du dipôle avec la couronne et le dipôle réflecteur dans le plan E (à gauche) et le plan H (à droite)

En comparaison avec le diagramme de rayonnement de la structure avec trois dipôles passifs de la Figure 58, le rayonnement arrière du dipôle avec la couronne est plus faible, surtout à basse fréquence. Ceci est dû au fait que le dipôle réflecteur est plus grand dans le cas présent.

Dans le plan H, il est intéressant de remarquer que les minima de rayonnement sont très prononcés à cause des parties de la couronne qui sont perpendiculaires au dipôle actif et qui se comportent comme des dipôles.

7.3. Conclusion

Nous avons étudié dans ce paragraphe le rayonnement des deux antennes "dipôle + 3 dipôles passifs" et "dipôle + couronne + dipôle réflecteur". Celui du dipôle avec les trois dipôles passifs est particulièrement intéressant puisqu'il présente une assez bonne omnidirectionnalité dans le plan H.

8. Réalisation et caractérisation d'un dipôle au-dessus d'une cavité

8.1. Prototype réalisé

Afin de vérifier les données fournies par les deux logiciels, nous avons réalisé un prototype du dipôle au-dessus d'une cavité. Celui-ci ayant été construit au début de l'étude du fonctionnement de l'antenne, il n'est pas le fruit d'une optimisation complète, car seule la hauteur h a été optimisée, mais il permet la validation des outils de simulation.

Le dipôle est constitué de deux monopôles en laiton, de longueur 25 mm, de longueur 2 mm et d'épaisseur 1 mm, qui sont alimentés par une ligne bifilaire microruban traversant le fond de la cavité. Celle-ci se prolonge par un symétriseur ou balun, large bande (2-24 GHz) qui assure la transition avec un connecteur coaxial [5], [14].

Les dimensions de la cavité sont les suivantes :

- longueur $long_cav = 106$ mm
- largeur $larg_cav = 61$ mm
- hauteur $h_cav = 37$ mm

Après une optimisation sur la hauteur h entre le dipôle et le fond de la cavité, nous avons fixé h à 50 mm.

Le schéma du prototype est proposé sur la Figure 62 et la Figure 63 présente une photographie de celui-ci.

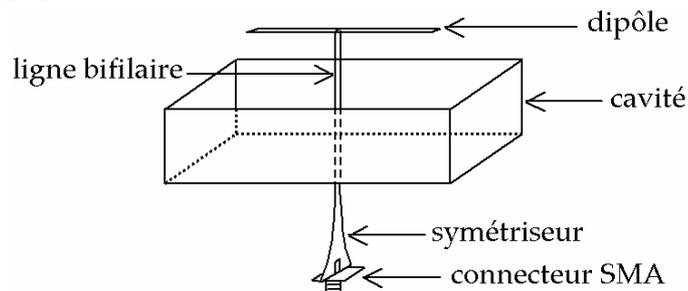


Figure 62 : Dipôle au-dessus de la cavité avec son dispositif d'alimentation



Figure 63 : Photographie du prototype du dipôle au-dessus de la cavité

Le symétriseur n'a pas été pris en compte dans les simulations. Il est cependant possible de l'envisager avec Microwave Studio mais au prix d'une augmentation importante du temps de calcul ; nous avons donc placé le port d'alimentation directement au niveau du dipôle dans les simulations réalisées.

8.2. Adaptation

La Figure 64 présente le module du coefficient de réflexion en dB mesuré et simulé avec Microwave Studio et ANTEF pour une impédance de normalisation de 100 ohms.

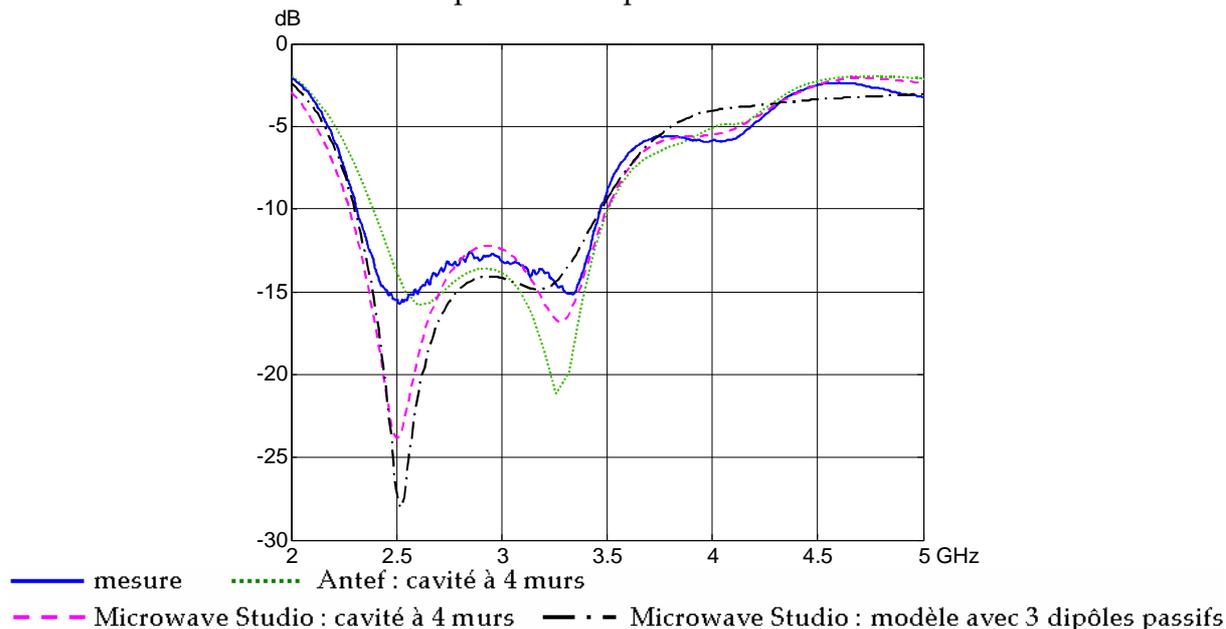


Figure 64 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne : comparaison simulations-mesure

D'après la Figure 64, nous observons un bon accord entre le coefficient de réflexion mesuré et celui simulé par chaque logiciel. Les légères différences pourraient provenir du fait que le symétriseur n'est pas pris en compte dans les simulations.

Le modèle "dipôle + 3 dipôles passifs" fournit un résultat similaire à la mesure, ce qui démontre son efficacité.

La bande passante à -10 dB mesurée est comprise entre 2.31 et 3.47 GHz soit 40% ou un rapport 1.5 : 1. La largeur de la bande passante est inférieure aux valeurs trouvées dans le paragraphe 4.7 qui étaient de l'ordre de 58% car, comme nous l'avons déjà précisé, cette antenne n'était pas optimisée.

8.3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement a été mesuré à l'IETR dans les plans E et H à 2.3, 2.9 et 3.5 GHz. La composante principale du champ mesurée et simulée avec Microwave Studio et ANTEF dans les plans E et H est présentée sur la Figure 65. Précisons que celle-ci a été normalisée par rapport à sa valeur maximum pour chaque fréquence.

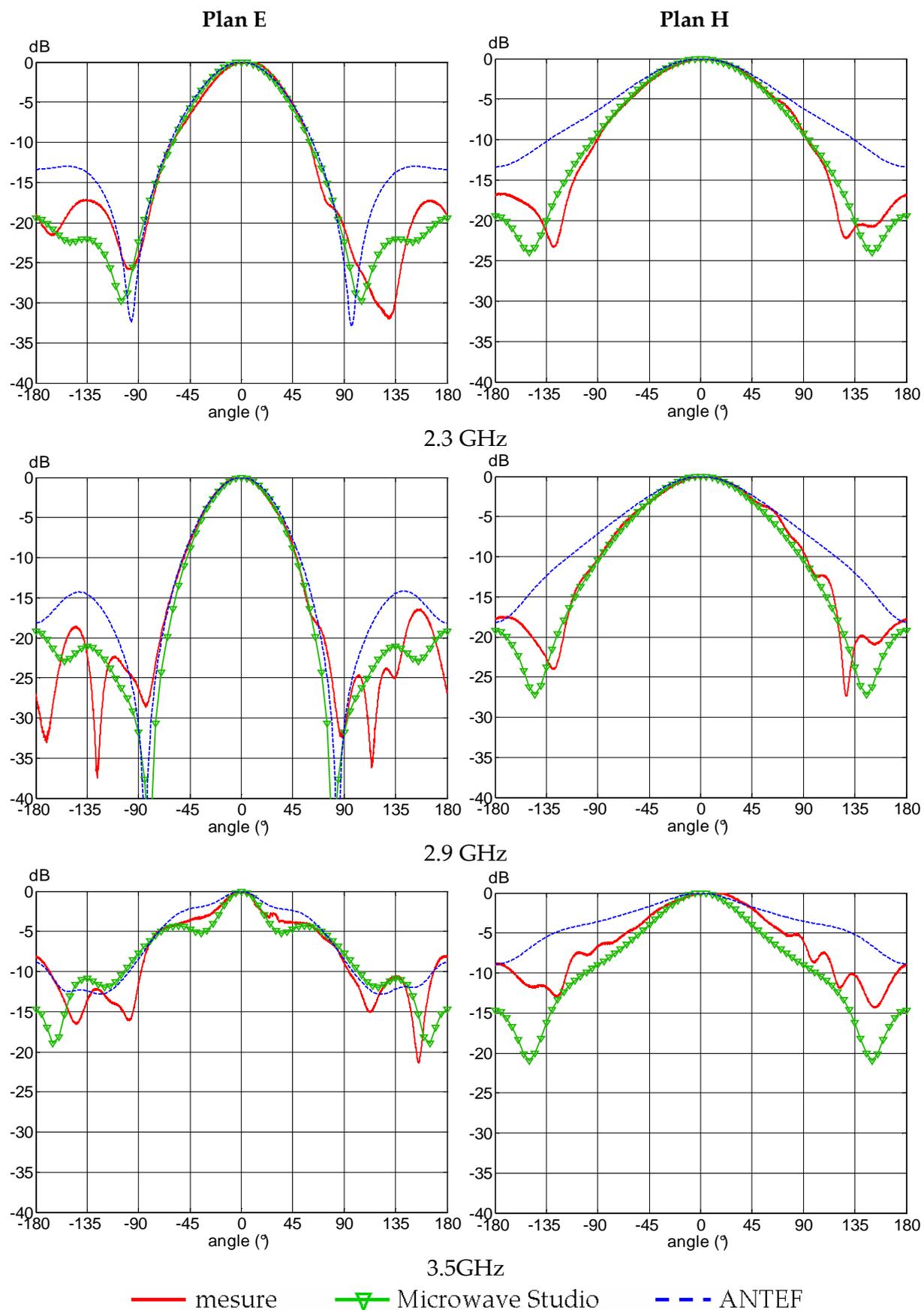


Figure 65 : Composante principale du champ mesurée et simulée avec Microwave Studio et ANTEF dans les plans E (à gauche) et H (à droite) à 2.3, 2.9 et 3.5 GHz

D'après la Figure 65, on note un bon accord entre le diagramme de rayonnement mesuré et simulé, avec un léger avantage à Microwave Studio par rapport à ANTEF pour le rayonnement arrière.

On constate également que la direction du lobe principal est constante sur toute la bande passante.

La Figure 66 présente la composante croisée mesurée dans les plans E et H. Les résultats de simulation n'ont pas été reportés car les valeurs obtenues étaient très faibles et non réalistes.

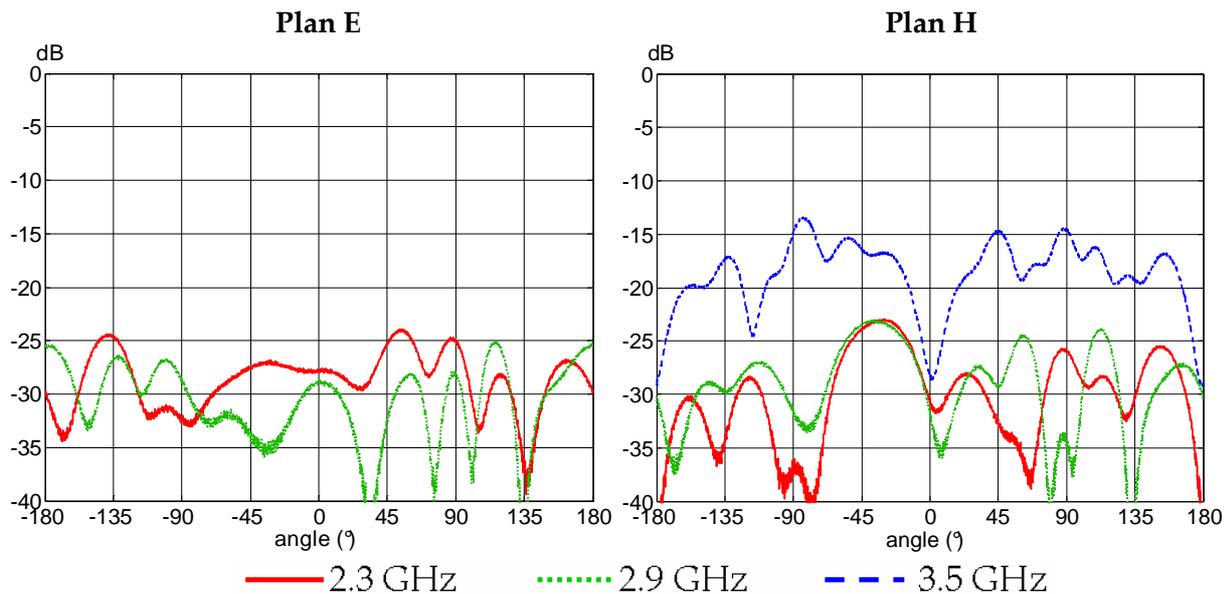


Figure 66 : Composante croisée du champ mesurée dans les plans E (à gauche) et H (à droite) à 2.3, 2.9 et 3.5 GHz

La Figure 66 confirme la valeur très faible de la composante croisée à 2.3 et 2.9 GHz dans les deux plans : celle-ci est inférieure à -23 dB.

La mesure n'a pu être réalisée à 3.5 GHz dans le plan E car le signal reçu était trop faible pour être mesurable. En revanche, dans le plan H, la composante croisée est un peu plus élevée qu'aux autres fréquences puisqu'elle atteint -13 dB. Une nouvelle mesure serait nécessaire afin de confirmer ce résultat un peu élevé.

9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'influence de la présence d'une cavité métallique sur l'impédance et le rayonnement d'un dipôle placé au-dessus d'un plan réflecteur.

Dans un premier temps, nous avons proposé une étude de l'effet des différents paramètres sur l'impédance. Nous avons montré que la cavité génère des résonances supplémentaires, ce qui offre la possibilité d'élargir la bande passante en impédance.

Nous avons ensuite proposé deux modèles simplifiés du système "dipôle + cavité" qui permettent de simuler plus rapidement l'impédance de celui-ci.

Nous avons également mis en évidence le rôle prépondérant sur l'impédance des murs de la cavité qui sont parallèles au dipôle.

L'influence de la cavité sur le rayonnement a aussi été étudiée. Nous avons montré que la cavité, notamment grâce à ses deux murs parallèles au dipôle, augmente le gain vers l'avant. Une réduction du rayonnement arrière en présence de la cavité a également été mise en évidence.

Dans la perspective de l'intégration du dipôle au-dessus du plan réflecteur dans un équipement de communication, l'ajout d'une cavité présente donc de nombreux avantages en terme de bande passante et de réduction du couplage avec les circuits électroniques environnants.

De plus, nous avons étudié le rayonnement des structures dérivées du système "dipôle + cavité" utilisées comme modèles pour le calcul de l'impédance. Le rayonnement du dipôle avec les trois dipôles passifs présente une assez bonne omnidirectionnalité dans le plan H, ce qui fait de cette structure une antenne très intéressante, puisqu'elle est également large bande et simple à réaliser.

Enfin, la réalisation et la caractérisation d'un prototype du dipôle avec la cavité ont été proposées pour valider les logiciels de simulation et le modèle simplifié avec trois dipôles passifs.

Les conclusions de ce chapitre nous serviront dans l'élaboration d'une démarche de conception d'une antenne tridimensionnelle plus complexe qui est présentée dans le troisième chapitre.

10. Références bibliographiques

- [1] F. Zavosh, J.T. Aberle, "Improving the Performance of Microstrip-Patch Antennas", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.38, n°4, august 1996, pp. 7-12.
- [2] J. Thaysen, K. B. Jakobsen, J. Appel-Hansen, "A Logarithmic Spiral Antenna for 0.4 to 3.8 GHz" Applied Microwave and Wireless, Feb. 2001, pp. 32-45.
- [3] J.L. Wong, H.E. King, "A Cavity-Backed Dipole Antenna with Wide-Bandwidth Characteristics", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.21, n°5, sept. 1973, pp. 725-727.
- [4] M. Hammoud, "Contribution à l'analyse de sources rayonnantes planes de géométrie arbitraire" Thèse de doctorat. Université de Rennes 1, septembre 1993.
- [5] X. Begaud, "Analyse d'antennes et de réseaux d'antennes large bande et bipolarisation par une méthode d'éléments finis de surface" Thèse de doctorat. Université de Rennes 1, 19 décembre 1996.
- [6] C.T. Thiam, "Contribution à l'étude de l'équation intégrale EFIE 3D et applications à des antennes imprimées de dimensions finies" Thèse de doctorat. Université de Rennes 1, 18 décembre 1998.
- [7] R.F. Harrington, *Field computation by moments methods*, New York: Macmillan, 1968.
- [8] Sadasiva M. Rao, Donald R. Wilton, Allen W. Glisson, "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.30, n°3, may 1982.
- [9] le logiciel GMSH est disponible sur le site web : <http://www.geuz.org/gmsh/>
- [10] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), Vol.31, 1977, pp.116-120.
- [11] Richard C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*, section 4-8, 3rd edition, 1993, Mc Graw-Hill, Inc.
- [12] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, pp. 452, 2nd edition, 1997, Wiley and Sons, Inc.
- [13] Gérard Dubost, Siegfried Zisler, *Antennes à large bande : théorie et applications*, chapitre 3, 1976, Masson.
- [14] A. Kazemipour, "Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes" Thèse de doctorat. ENST, 10 octobre 2002.

CHAPITRE 2

Etat de l'art et conception de l'antenne "sonde en F + triangle"

Après l'étude menée dans le chapitre 1 sur l'intégration d'une antenne simple, le dipôle, qui a permis de dégager des concepts que nous réutiliserons par la suite, nous avons poursuivi nos travaux vers la conception d'une antenne compacte, directive et intégrée dans un système de communication ultra-large bande fonctionnant dans la bande 3.1-6 GHz.

Tout d'abord, nous proposons des solutions en technologie micro-ruban à substrat épais et de faible permittivité qui sont issues de la littérature et qui répondent à une partie des contraintes de l'antenne que nous cherchons à concevoir.

Puis, les caractéristiques d'une de ces antennes sont détaillées.

Nous présentons ensuite les modifications que nous avons apportées pour améliorer la stabilité en fréquence du diagramme de rayonnement et transposer le fonctionnement de l'antenne dans la bande 3.1-6 GHz : l'antenne ainsi obtenue est appelée "sonde en F + triangle".

Enfin, les deux dernières parties portent sur des évolutions de cette antenne dans le but d'élargir sa bande passante ou de simplifier sa réalisation.

1. Etat de l'art

Les antennes micro-ruban, très étudiées depuis de nombreuses années, présentent plusieurs avantages, comme leur faible poids et encombrement, leur facilité de fabrication, leur capacité à être conformées, etc. Elles constituent donc une solution intéressante pour obtenir une antenne directive. Néanmoins, un des inconvénients majeur est leur faible bande passante qui est de l'ordre de quelques % [1]. De nombreux travaux ont été effectués pour élargir la bande passante. On peut, par exemple, citer l'utilisation de patches parasites coplanaires ou superposés, ou encore l'introduction de fentes sur le patch mais la bande passante reste faible, de l'ordre de 10%, lorsque ces techniques sont employées avec un substrat "classique", c'est à dire d'épaisseur faible ($\sim \lambda/50$) et de permittivité diélectrique supérieure à 1. Pour obtenir des largeurs de bande supérieures, une technique bien connue consiste à diminuer la permittivité diélectrique du substrat et à augmenter l'épaisseur de celui-ci [2],[3]. Néanmoins, dans le cas d'une alimentation par sonde coaxiale, la longueur importante de celle-ci induit une partie inductive sur l'impédance d'entrée empêchant toute

adaptation [2], [4], [5]. Nous présentons dans cette partie un éventail de solutions permettant de compenser ce phénomène et d'obtenir des antennes adaptées sur une bande supérieure à 40%.

L'utilisation d'une alimentation coaxiale présente des avantages en terme de compacité et d'isolation entre le circuit et la partie rayonnante. C'est pourquoi nous avons axé notre recherche sur celle-ci.

1.1. Alimentation par sonde : élargissement de la bande passante par modification de l'élément rayonnant

Dans cette partie, nous présentons différentes modifications de la forme du patch pour adapter l'antenne en présence d'une alimentation par sonde. Ainsi, l'effet inductif dû à la longueur importante de la sonde peut être compensé par un effet capacitif généré par une ou plusieurs fentes se trouvant sur le patch. L'effet inductif peut également être réduit soit en diminuant la longueur de la sonde et en utilisant des patchs en trois dimensions, soit en plaçant des court-circuits entre le patch et le plan de masse qui se comportent comme des inductances en parallèle avec celle de la sonde.

1.1.1. Introduction de fentes

L'effet inductif de la sonde peut être compensé par l'introduction d'une fente sur l'élément rayonnant. Cette technique a été suggérée par P.S. Hall [6]. Ensuite, des fentes de taille plus importante ont été étudiées permettant de créer une résonance supplémentaire et offrant ainsi la possibilité d'élargir la bande passante [7]. Par exemple, l'introduction d'une fente en U permet d'atteindre une bande passante pour un Rapport d'Ondes Stationnaires (ROS) inférieur à 2 de 45% (812 – 1282 MHz) [8].

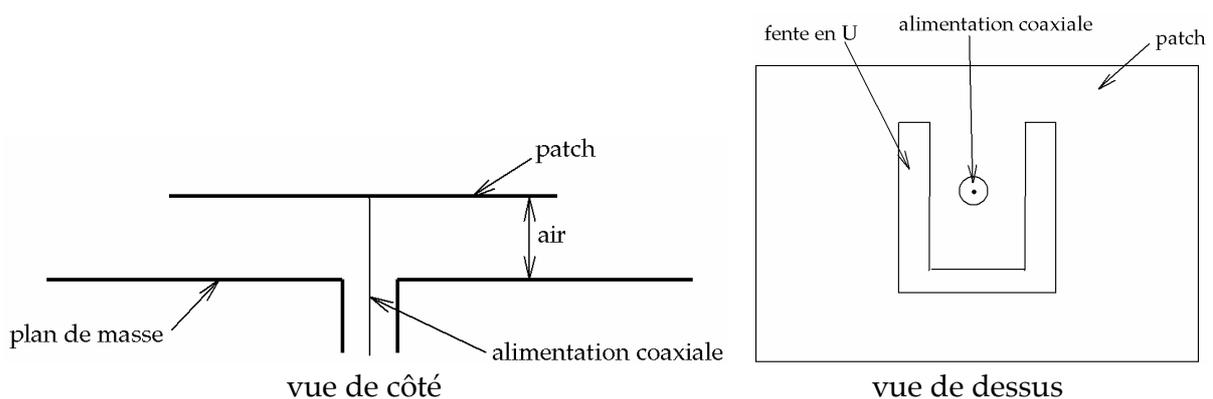


Figure 1 : Structure d'une antenne patch avec une fente en U

L'étude menée dans [9] montre l'évolution du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence pour une structure semblable présentant une bande passante en impédance de 33% (3.75 – 5.20 GHz). Dans le plan E, le diagramme dépointe d'une vingtaine de degrés en fin de bande ; en revanche, il reste stable dans le plan H. Le gain varie de 8.5 à 5 dB dans la

bande passante ; mais il faut noter que la taille du plan de masse n'est pas précisée dans l'étude.

L'ajout d'une seconde fente en U ([10],[11]) permet de générer une troisième résonance. De plus, la présence d'une grille polarisante [11] sur le patch augmente le gain et la pureté de polarisation.

Récemment, une structure comportant un patch rectangulaire avec une fente en V a été proposée [12]. L'ajout de 8 résonateurs "inductance-capacité" autour du patch augmente la bande passante ; celle-ci est de 58% pour un ROS < 2. L'inconvénient de cette structure réside dans sa complexité et également dans sa taille relativement importante par la présence des résonateurs.

1.1.2. Élément rayonnant en 3 dimensions

L'utilisation d'un élément rayonnant en trois dimensions offre la possibilité d'avoir une épaisseur de substrat variable. Ceci permet de placer la sonde à une position où l'épaisseur est faible, la longueur de celle-ci est donc courte et l'effet inductif engendré devient moindre. Ainsi, un patch en 3 dimensions a été proposé dans [13] et est présenté sur la Figure 2. La bande passante obtenue est de 53% pour un ROS < 2 ; le diagramme de rayonnement est stable en fréquence mais celui-ci est très sensible à la distance entre le plan de masse et la partie repliée. Le gain varie de 2.5 à 3.5 dB.

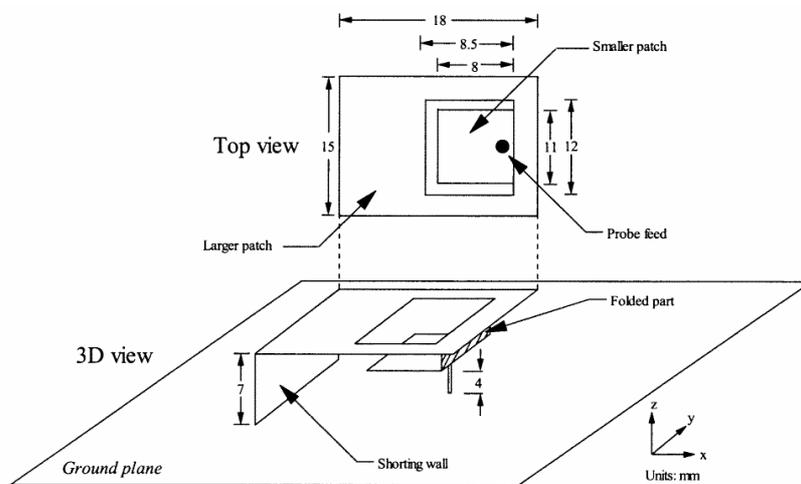


Figure 2 : Structure de l'antenne avec un élément rayonnant en partie replié

L'élément rayonnant peut également être plié sous forme de V [14] comme le montre la Figure 3.

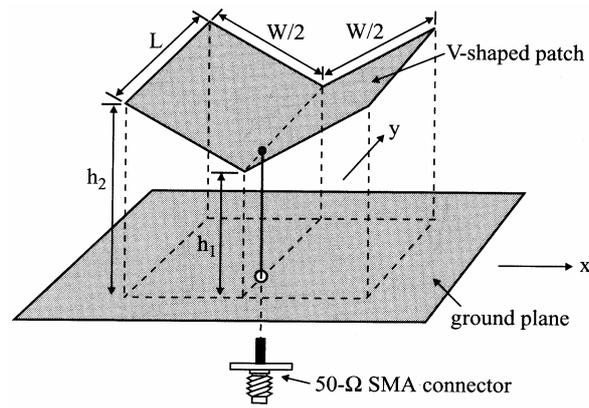


Figure 3 : Élément rayonnant en forme de V

Dans ce cas, la bande passante est supérieure à 34% et le gain maximal est de 8.3 dB.

1.1.3. Élément rayonnant avec court-circuits

La présence de court-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse permet de créer une inductance en parallèle avec celle de la sonde ; l'effet inductif global est donc réduit. Cette technique est intéressante en terme de compacité, mais le diagramme de rayonnement n'est en général pas stable dans la bande passante.

Ainsi, l'empilement de deux résonateurs court-circuités [15] permet d'obtenir une bande passante de 30%.

L'antenne présentée sur la Figure 4 est constituée d'un élément rayonnant carré court-circuité avec le plan de masse en 3 endroits [16]. Le substrat utilisé est l'air. Une sonde coaxiale alimente le patch ; celle-ci n'est pas située sur un axe de symétrie de la structure afin de permettre l'excitation successive de 3 modes de résonance de fréquence proche. Ainsi, une bande passante en impédance de 67.5% (3.62 – 7.32 GHz) est obtenue.

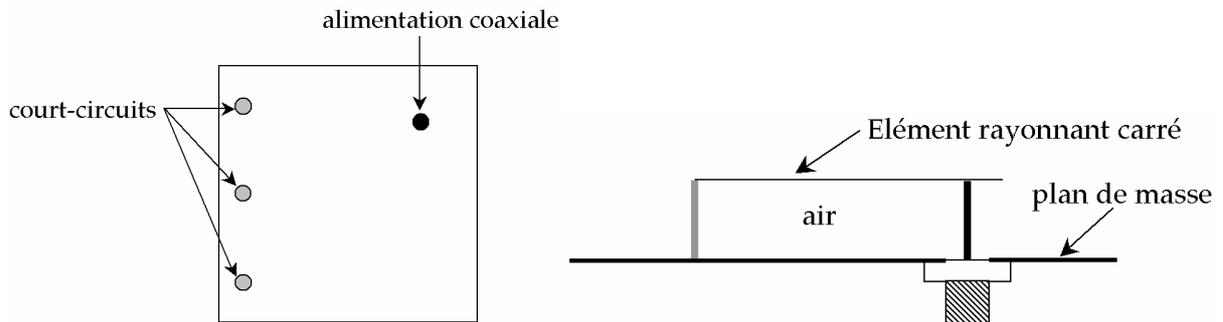


Figure 4 : Structure de l'antenne avec 3 court-circuits

1.2. Alimentation par sonde : élargissement de la bande passante par modification de l'alimentation

Ce paragraphe présente différentes solutions pour s'affranchir de la composante inductive de l'impédance d'entrée de l'antenne en agissant au niveau de la sonde coaxiale. Ainsi, on peut utiliser une sonde de courte longueur et ajouter une transition entre celle-ci et l'élément rayonnant. Il est également possible d'ajouter un effet capacitif en modifiant la forme de la sonde.

1.2.1. Ajout d'une transition entre la sonde et le patch

1.2.1.1. Transition micro-ruban

Une solution pour éviter l'effet inductif de la sonde coaxiale a été proposée par Z.N. Chen [17] et est présentée sur la Figure 5. Une ligne de transmission microruban d'impédance caractéristique 50Ω perpendiculaire au plan de masse assure la transition entre le patch et la sonde qui reste donc de courte longueur. Une bande passante de 50% est obtenue en ajustant d'une part la longueur de la transition entre la ligne et le patch et d'autre part la largeur du plan de masse de la ligne microruban. Le diagramme de rayonnement n'est pas stable dans la bande à cause de l'excitation successive de différents modes de rayonnement du patch.

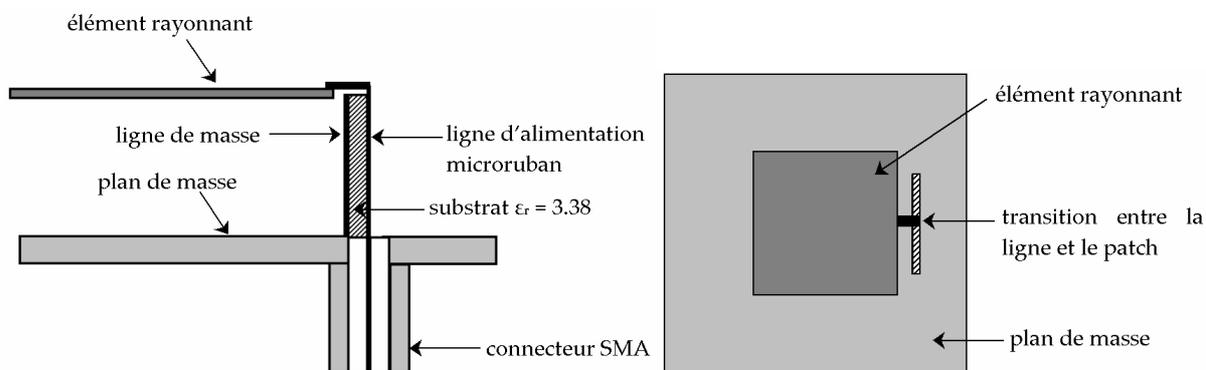


Figure 5 : Vue de profil et de dessus de la structure avec ligne microruban entre la sonde et l'élément rayonnant

1.2.1.2. Transition avec ruban métallique en 3 dimensions

Dans ces antennes [18], une sonde coaxiale de courte longueur est associée à un ruban métallique en 3 dimensions pour alimenter l'élément rayonnant (Figure 6). La sonde étant courte, son effet inductif est donc faible. De plus, la transition 3D offre des degrés de liberté supplémentaires permettant l'adaptation du patch.

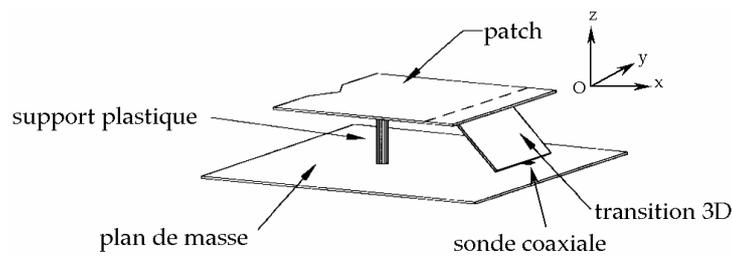


Figure 6 : Structure d'un élément rayonnant alimenté par une transition 3D

La bande passante obtenue avec une telle structure est de l'ordre de 65% pour un Rapport d'Ondes Stationnaires (ROS) inférieur à 2 [19]. Mais la variation de la directivité dans l'axe Oz est importante sur la bande passante (de 8.5 à 1.5 dB) pour un plan de masse de taille infinie.

Une solution alternative est proposée dans [20] : la structure précédente est symétrisée afin d'éviter les déformations en fonction de la fréquence du diagramme de rayonnement dans le plan E. Une bande passante (ROS < 2) de 45% est obtenue avec un gain variant de 6.5 à 9.5 dB.

La transition peut également être verticale et placée sous le patch [21] ce qui améliore la compacité de la structure.

1.2.2. Alimentation par couplage avec une sonde de forme modifiée

Afin de compenser la composante inductive de l'alimentation coaxiale, une autre solution consiste à modifier la forme de la sonde pour introduire un effet capacitif avec l'élément rayonnant, alors alimenté par couplage [22]. Un choix approprié de la forme de la sonde permet également de générer une résonance supplémentaire et d'augmenter encore la bande passante en impédance. Ainsi, une sonde en L alimentant un patch rectangulaire a été étudiée [23], [24]. Par la suite, différentes formes d'éléments rayonnants ont été associées à une sonde en L ; le Tableau I rassemble l'ensemble de leurs principales caractéristiques.

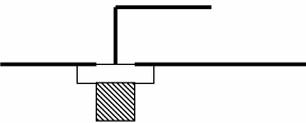
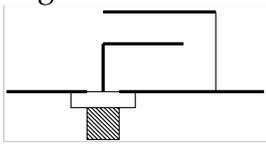
Elément rayonnant	Bande passante (ROS < 2)	Gain	Remarques
Rectangle [25] 	40%	De 4 à 7 dB	Chute du gain à haute fréquence
Triangle [26]	45%	De 2 à 6 dB	
2 rectangles superposés [27]  (alimentation par ligne micro-ruban)	59%	De 3 à 8 dB	
Rectangle avec fente en U [28]	42%	De 6.5 à 5.5 dB	
Rectangle court-circuité [29] 	39%	De 5.8 à 7.8 dB	- dépointage du diagramme dans les 2 plans dû au court-circuit
Triangle court-circuité [30]	61%	De 3.5 à 6.5 dB	- <u>plan H</u> : composante croisée > composante principale ; gain < 2dB
Demi-disque court-circuité [31]	57%	De 2.5 à 6 dB	- avantage de la réduction de taille

Tableau I : Les différentes structures étudiées comportant une sonde en L.

D'après le Tableau I, on constate comme dans 1.1.3 que les éléments court-circuités ne sont pas intéressants si on recherche une stabilité des diagrammes en fréquence. De plus, la réalisation de ces structures est plus complexe.

Des sondes en T ont également été développées [32]; les bandes passantes sont comparables aux résultats obtenus avec une sonde en L. Mais leur fabrication est plus délicate ; la sonde en L pouvant être facilement réalisée par pliage.

Une sonde en F alimentant un patch rectangulaire a également été proposée [33]. La Figure 7 montre la structure de l'antenne. La bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB est de 64%. Mais le diagramme de rayonnement n'est pas stable en fréquence à cause de l'excitation successive de différents modes du patch rectangulaire.

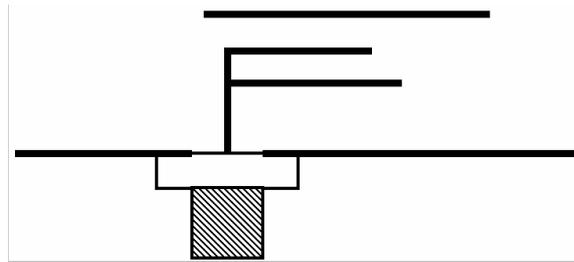


Figure 7 : Sonde en F alimentant un élément rayonnant rectangulaire

Enfin, nous pouvons citer la structure présentée sur la Figure 8 comportant une sonde combinée "L + T" alimentant 2 patches rectangulaires court-circuités [34]. La bande passante obtenue est de 100% pour un ROS < 2 ; néanmoins, cette antenne est considérée comme bi-bande à cause d'une importante chute de gain au milieu de la bande.

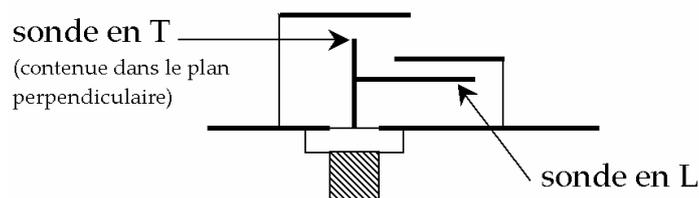


Figure 8 : Structure avec sonde combinée "L + T" et deux patches rectangulaires court-circuités

1.3. Conclusion

Nous avons présenté un éventail de solutions pour obtenir des antennes compactes large bande. Le Tableau II présente une synthèse des principaux avantages et inconvénients de chacune d'entre elles.

Type de structure	Avantages	Inconvénients
Fentes sur le patch	Simplicité	Bande passante paraissant limitée (nécessité d'un réseau d'adaptation avec double fente en U pour obtenir une bande de 40% [11])
Patch 3D	Compacité, bas coût	Gain faible
Court-circuits entre le patch et le plan de masse	Réalisation assez simple & bande passante importante	En général, non stabilité des diagrammes de rayonnement en fréquence et dépointage du lobe principal à cause des courants sur le court-circuit
Transition avec ligne micro-ruban	Bande passante importante	Difficulté de réalisation ; sensibilité de certains paramètres
Transition avec ruban métallique	Grand nombre de degrés de liberté	Difficulté de réalisation avec transition inclinée
Sonde modifiée	Bande passante très importante & grand nombre de degrés de liberté	Difficulté de réalisation

Tableau II : Avantages et inconvénients des structures présentées

Notre objectif est de réaliser une antenne ayant une bande passante de 64% (3.1 – 6.0 GHz), un diagramme de rayonnement stable dans la bande, un gain élevé et relativement simple à réaliser.

Compte-tenu de ces critères, il semble que l'antenne alimentée par couplage avec une sonde modifiée soit la plus appropriée, même si la réalisation paraît délicate. L'introduction de fentes sur le patch pour obtenir une résonance supplémentaire reste également envisageable avec cette solution.

Parmi les sondes modifiées présentées, nous avons choisi d'opter pour la sonde en forme de F car elle offre la bande passante la plus importante avec un seul élément rayonnant.

2. Etude des performances de l'antenne "sonde en F" alimentant un élément rayonnant rectangulaire

L'antenne "sonde en F" alimentant un élément rayonnant rectangulaire a été proposée par Ooi et al dans [33]. Dans un premier temps, afin d'obtenir des informations complémentaires, nous avons simulé cette structure. Après une description de la géométrie de l'antenne, nous présentons les résultats obtenus pour l'adaptation et le diagramme de rayonnement.

2.1. Présentation de la structure

La géométrie de l'antenne est présentée sur la Figure 9. La sonde d'alimentation en F est constituée d'un connecteur SMA et de deux rubans métalliques qui sont soudés à son âme centrale. Celle-ci traverse le plan de masse carré de taille $L_g \times W_g$. L'élément rayonnant rectangulaire est placé au-dessus de la sonde et est alimenté par couplage électromagnétique. L'ensemble des valeurs des paramètres est donné dans le Tableau III. Il faut noter que ces dimensions diffèrent légèrement de celles de l'article, mais elles ont permis de retrouver des résultats similaires en terme d'adaptation et de rayonnement.

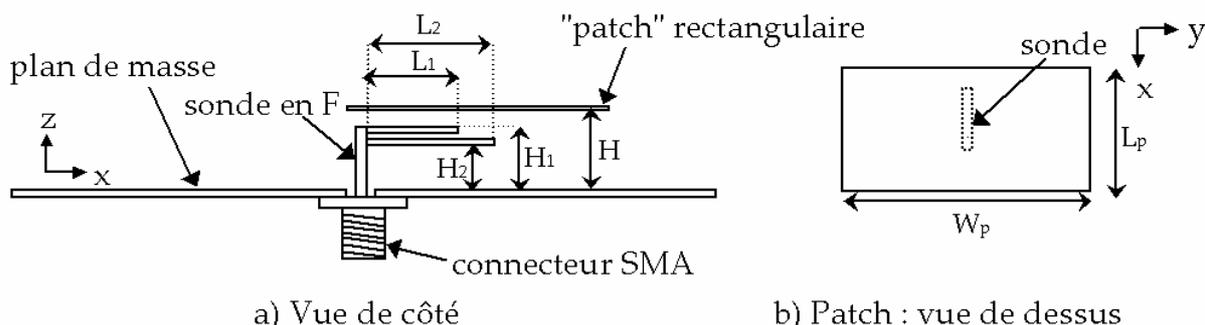


Figure 9 : Structure de l'antenne "sonde en F" alimentant un patch rectangulaire

Paramètres	Valeur en mm	Paramètres	Valeur en mm
W_p	32	L_1	6.3
L_p	20.9	L_2	7.8
H_1	5.5	W_g	150
H_2	3.9	L_g	100
H	6.6	Diamètre âme centrale	1.27

Tableau III : valeurs des paramètres de l'antenne "sonde en F + rectangle"

2.2. Logiciel de simulation

Les simulations de cette structure ont été faites avec le logiciel Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology) que nous avons déjà présenté dans le chapitre 1.

Nous avons choisi ce logiciel car l'utilisation d'un outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageuse en terme de temps de calcul pour la simulation d'antennes large bande. De plus, il permet la simulation de structures en trois dimensions. Ainsi, l'ensemble de l'antenne, y compris le connecteur SMA est modélisé et simulé.

2.3. Adaptation

Le résultat obtenu pour l'adaptation de l'antenne "sonde en F" alimentant un élément rayonnant rectangulaire est présenté sur la Figure 10. L'allure de la courbe du module du coefficient de réflexion est similaire à celle contenue dans l'article. La courbe d'impédance sur l'abaque de Smith montre la formation de plusieurs boucles traduisant les résonances successives de la structure. La bande passante de l'antenne présentée dans l'article est de 64%.

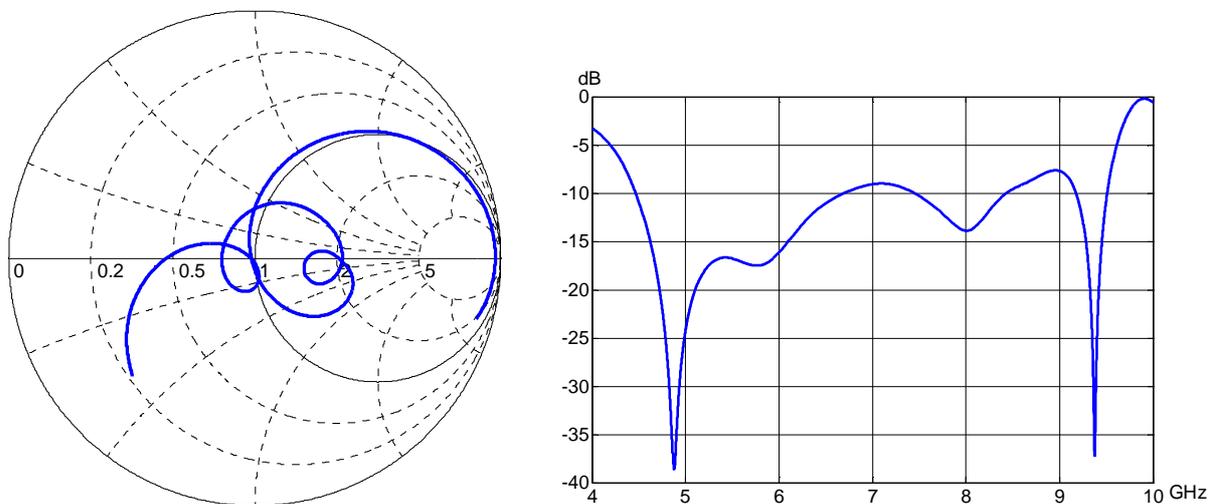


Figure 10 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne entre 4 et 10 GHz : représentation dans l'abaque de Smith et module de S₁₁

2.4. Diagrammes de rayonnement

La définition des angles θ et φ utilisée ainsi que la position de l'antenne par rapport aux axes est rappelée sur la Figure 11.

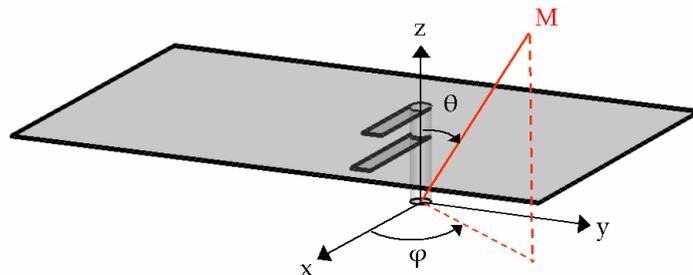


Figure 11 : Définition des angles θ et φ et position de l'antenne

Le diagramme de rayonnement dans le plan E (plan XZ) est représenté sur la Figure 12 et dans le plan H (plan YZ) sur la Figure 13. Une normalisation par rapport à la valeur maximale a été effectuée dans chaque plan. La composante croisée dans le plan E n'a volontairement pas été représentée car sa valeur obtenue par simulation est nulle.

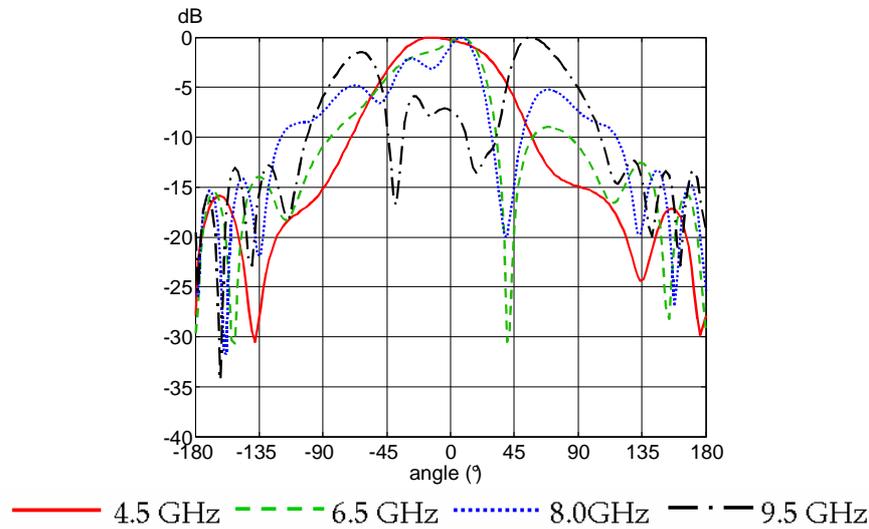


Figure 12 : Composante principale dans le plan E

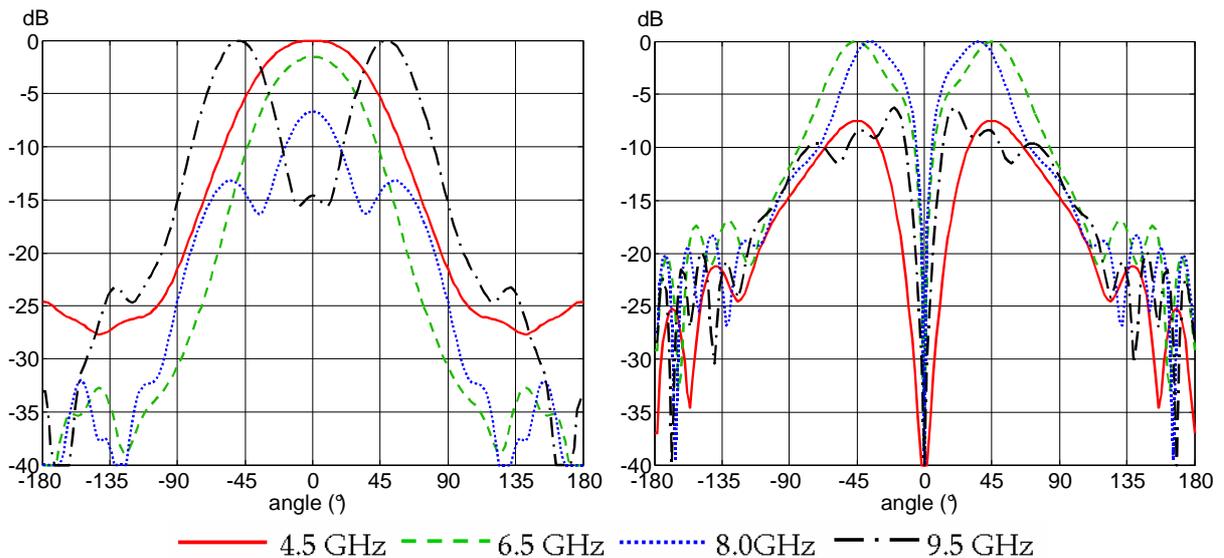


Figure 13 : Composantes principale (à gauche) et croisée (à droite) dans le plan H

On constate que le diagramme de rayonnement n'est pas stable en fréquence. Ainsi, à 6.5 et 8.0 GHz, la composante croisée dans le plan H est supérieure à la composante principale ; à 9.5 GHz apparaissent 2 lobes principaux. Ce phénomène est également souligné dans l'article et est justifié par l'excitation successive de deux modes du patch.

Le gain maximum simulé varie entre 7 et 9 dB, mais le gain dans la direction Oz ($\theta = 0^\circ$) varie de 8 dB à 4.5 GHz à -6 dB à 9.5 GHz.

Pour vérifier l'excitation des différents modes, nous avons visualisé les courants surfaciques sur la structure à différentes fréquences (Figure 14).

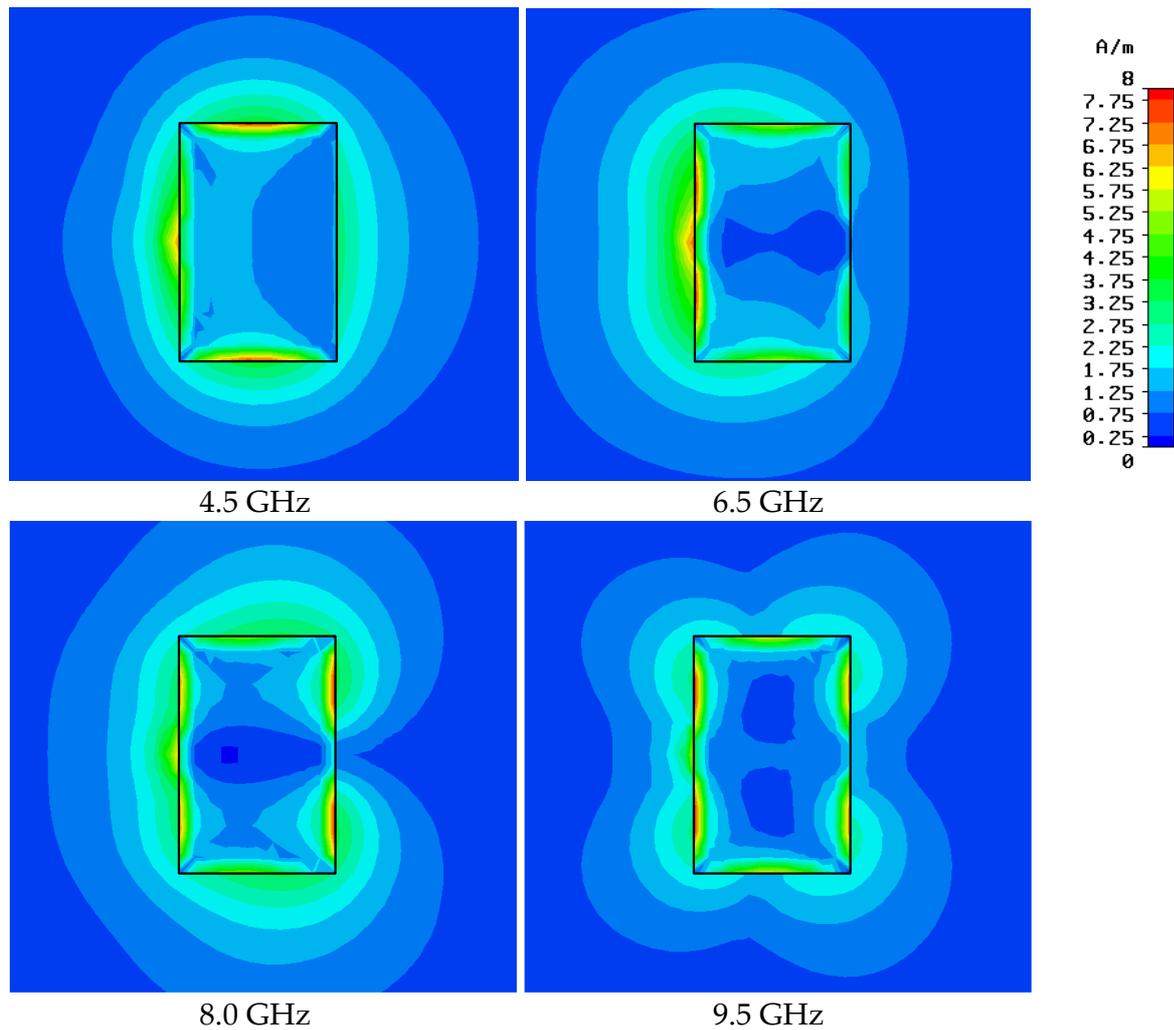


Figure 14 : Courants surfaciques (valeur absolue) sur l'élément rayonnant rectangulaire et le plan de masse

La visualisation des courants montre l'excitation d'un mode supérieur à 6.5 GHz ce qui explique la perturbation du diagramme de rayonnement à partir de cette fréquence. Nous avons donc axé la suite de notre étude sur le changement de la forme de l'élément rayonnant.

3. Substitution de l'élément rayonnant rectangulaire par un élément rayonnant triangulaire

Afin de résoudre le problème de la non stabilité des diagrammes dans la bande passante, nous proposons de remplacer l'élément rayonnant rectangulaire placé au-dessus de la sonde en F par un élément rayonnant triangulaire. L'étude des différents modes du patch triangulaire proposée dans [35] montre en effet que trois des cinq premiers modes (TM_{10} , TM_{20} et TM_{21}) présentent des diagrammes de rayonnement et une polarisation similaires et que leur impédance d'entrée est proche l'une de l'autre pour une même position de l'alimentation.

3.1. Structure de l'antenne

La nouvelle géométrie de l'élément rayonnant est présentée sur la Figure 15. Il s'agit d'un triangle isocèle ayant un angle au sommet $\alpha = 84^\circ$. Les valeurs des paramètres sont indiquées dans le Tableau IV.

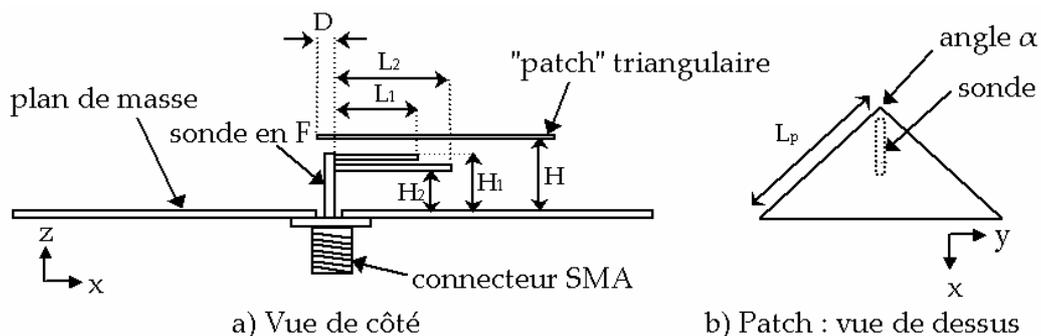


Figure 15 : Schéma de la structure "sonde en F + triangle"

Paramètres	Valeur en mm	Paramètres	Valeur en mm
D	1.8	L ₁	5.3
L _p	20.9	L ₂	6.4
H ₁	5.5	W _g	50
H ₂	3.9	L _g	50
H	8.0	Diamètre âme centrale	1.27

Tableau IV : valeurs des paramètres de l'antenne "sonde en F + triangle"

Les valeurs des paramètres de la sonde diffèrent de celles de la structure précédente "sonde en F + rectangle" car nous avons réoptimisé l'antenne avec le nouvel élément rayonnant.

3.2. Adaptation

La Figure 16 représente l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne "sonde en F + triangle" sur l'abaque de Smith et du module du coefficient de réflexion entre 4 et 10 GHz.

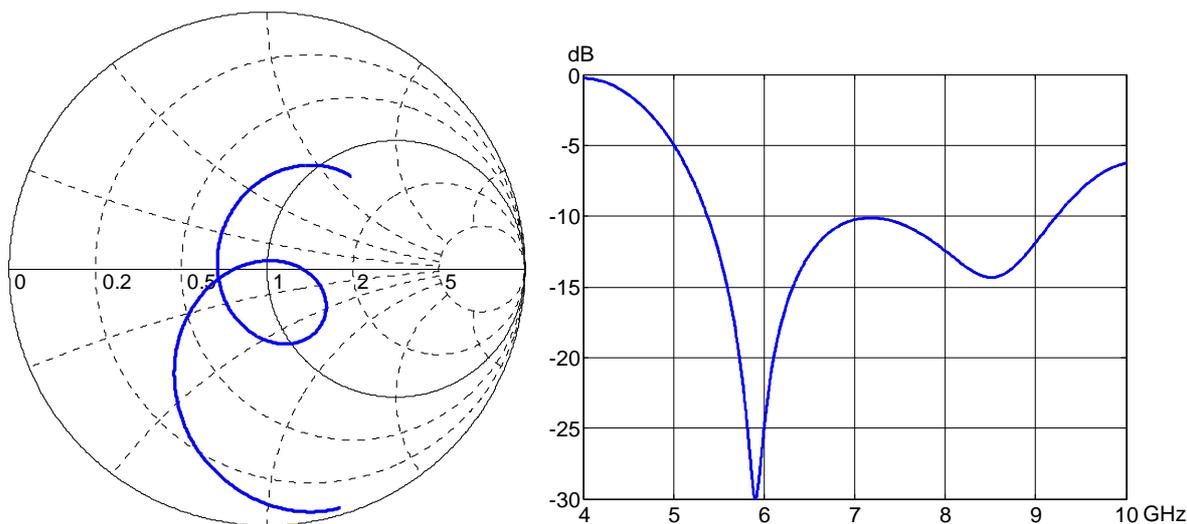


Figure 16 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne entre 4 et 10 GHz : représentation dans l'abaque de Smith et module de S_{11}

La bande passante pour $|S_{11}| < -10$ dB est de 52.9 % (5.37-9.23 GHz). Celle-ci est inférieure à celle obtenue avec l'élément rayonnant rectangulaire (64% d'après [33]). Ceci résulte du fait qu'il n'y a plus qu'une seule boucle au lieu de deux sur l'abaque de Smith.

3.3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement simulé est représenté dans le plan E sur la Figure 17 (plan XZ) et dans le plan H sur la Figure 18 à différentes fréquences de la bande passante.

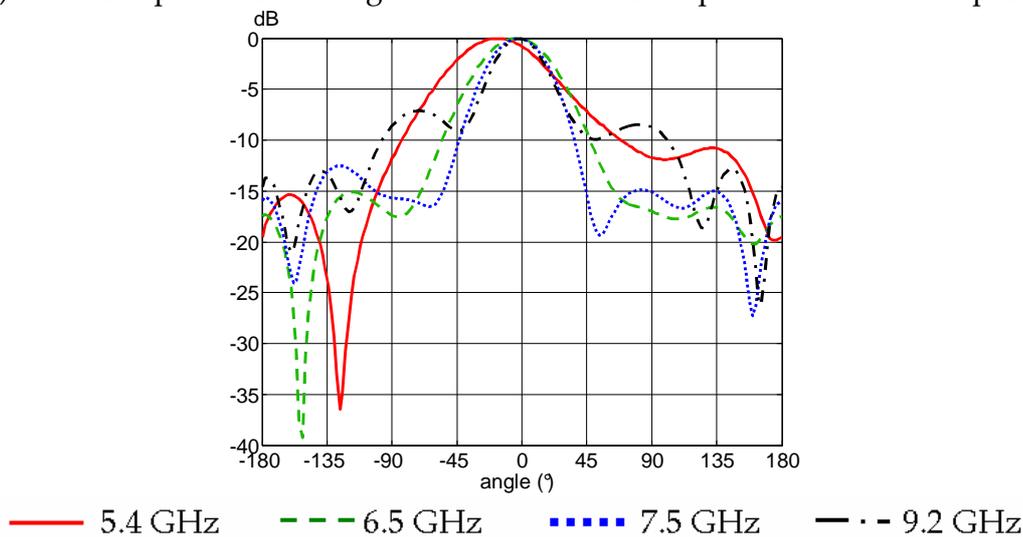
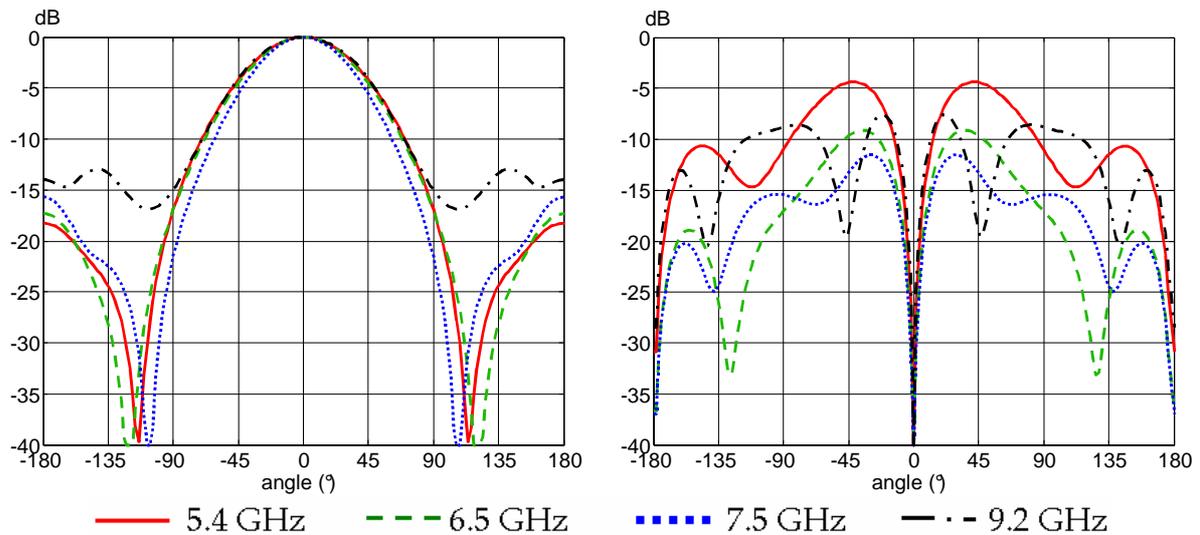


Figure 17 : Diagramme de rayonnement dans le plan E : composante principale



**Figure 18 : Diagramme de rayonnement dans le plan H :
composantes principale (à gauche) et croisée (à droite)**

La substitution de l'élément rayonnant rectangulaire par un élément triangulaire améliore de façon significative la stabilité du diagramme de rayonnement dans la bande passante. La direction du lobe principal est désormais constante, même si on observe un dépointage d'une quinzaine de degrés à 5.4 GHz dans le plan E. L'absence de lobes dans d'autres plans a été vérifiée grâce à la visualisation en trois dimensions fournie par le logiciel Microwave Studio.

Dans le but d'analyser le diagramme de rayonnement, nous avons visualisé les courants surfaciques sur le triangle et une partie du plan de masse (Figure 19).

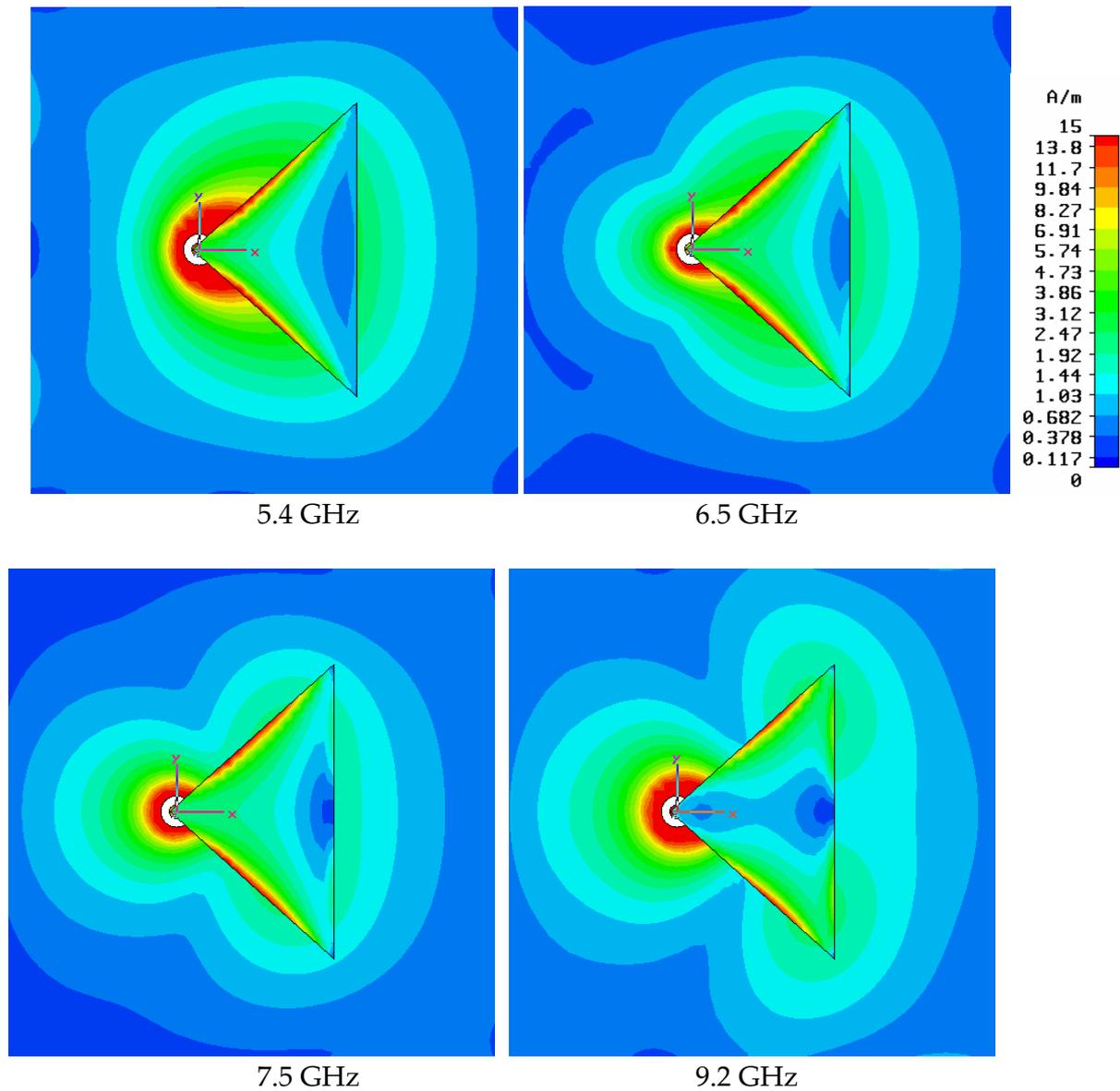


Figure 19 : Courants surfaciques (valeur absolue) sur l'élément rayonnant triangulaire et le plan de masse

Nous constatons que les zones excitées sur le triangle varient peu en fonction de la fréquence, ce qui explique la stabilité du diagramme de rayonnement en fréquence.

4. Transposition de l'antenne "sonde en F + triangle" pour la bande UWB

Comme nous l'avons souligné dans l'introduction, nous souhaitons utiliser l'antenne que nous concevons dans une communication UWB de bande 3.1 - 6.0 GHz telle que celle-ci a été définie dans le projet Ultrawaves. Dans ce paragraphe, nous montrons les transformations faites sur l'antenne précédente pour obtenir une adaptation dans la bande de fréquences UWB, puis les caractéristiques de la structure.

4.1. Nouvelle géométrie de l'antenne

La géométrie de l'antenne pour la bande UWB est similaire à celle précédemment présentée. Le seul changement se situe au niveau de la partie verticale de la sonde (Figure 20).

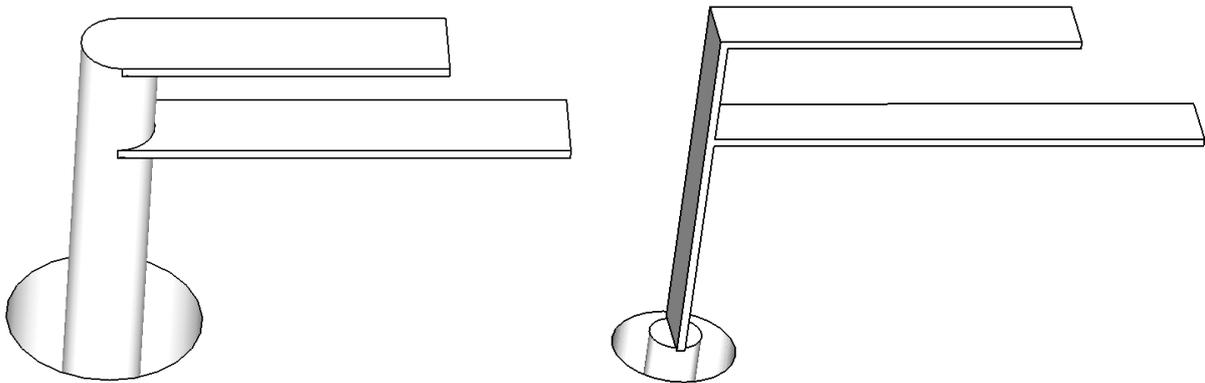


Figure 20 : Changement concernant la géométrie de la sonde : sonde précédente (à gauche) et sonde utilisée lors la transposition dans la bande UWB (à droite)

Jusqu'à présent, la partie verticale de la sonde était cylindrique car elle était constituée de l'âme centrale du connecteur SMA. Mais pour une réalisation plus simple, nous l'avons remplacée par un ruban métallique. Ainsi, par pliage, on obtient facilement la partie verticale de la sonde et le brin horizontal supérieur. Ensuite, le brin horizontal inférieur est soudé à la partie verticale, l'ensemble étant soudé à l'âme centrale du connecteur SMA. La géométrie de l'antenne est présentée sur la Figure 21.

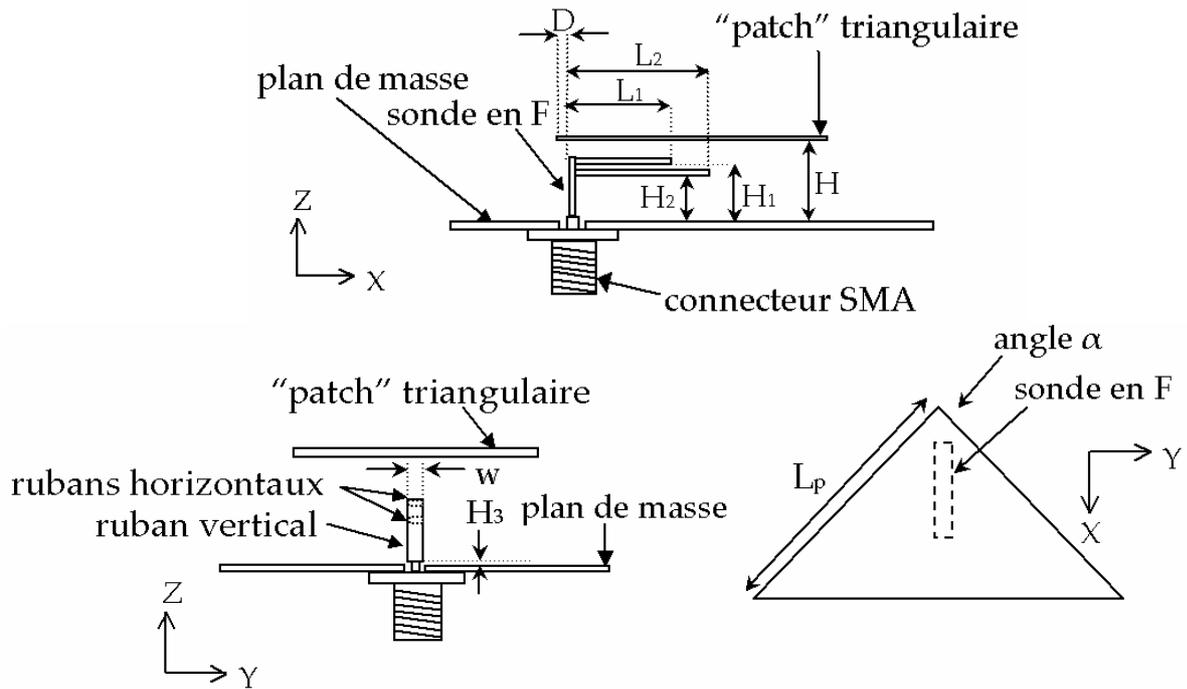


Figure 21 : Schéma de la structure "sonde en F + triangle" pour la bande UWB

Les dimensions de l'antenne sont présentées dans le Tableau V. Cette structure redimensionnée pour un fonctionnement dans la bande UWB n'est pas simplement une homothétie de l'antenne précédente ; une optimisation sur les différents paramètres a été nécessaire pour obtenir une adaptation correcte.

Paramètres	Valeur en mm	Paramètres	Valeur en mm
D	1	H ₃	0.1
L _p	36	L ₁	8.8
H	13.7	L ₂	12.1
H ₁	9.3	w	1.5
H ₂	6.4		

Tableau V : valeurs des paramètres de l'antenne "sonde en F + triangle" pour la bande UWB

Le plan de masse est un carré de laiton de 50 mm de côté ; le triangle est centré sur celui-ci. La largeur w de tous les rubans est identique.

Le triangle et les rubans sont découpés dans des feuilles de cuivre ou d'acier d'épaisseur 0.2 mm. Le triangle est maintenu au-dessus de la sonde à l'aide de deux blocs de klegecel de permittivité diélectrique proche de celle de l'air. Une photo de l'antenne réalisée est présentée sur la Figure 22.

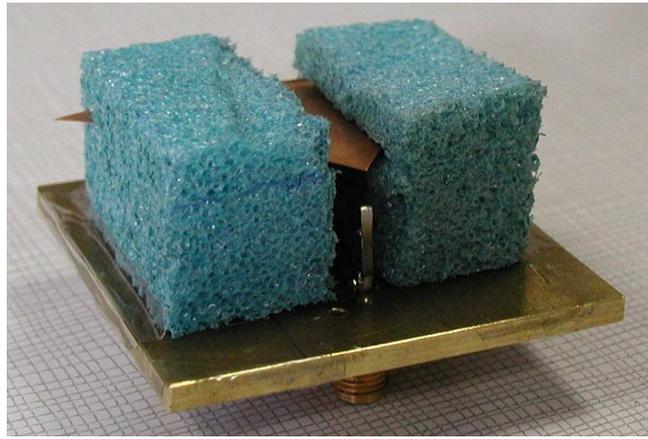


Figure 22 : Photo de l'antenne "sonde en F + triangle" pour la bande UWB

On peut remarquer sur la photo que le plan de masse est épais (3 mm) ; ceci permet de visser le connecteur sur ce dernier. Cette solution a été privilégiée car la soudure s'avère difficile sur un plan de masse rigide, et par conséquent épais (à partir de 1 mm). Le diamètre du trou a été calculé avec la formule de l'impédance caractéristique Z_c d'une ligne coaxiale donnée ci-dessous afin de maintenir une impédance de 50 Ohms.

$$Z_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \ln\left(\frac{\text{rayon extérieur}}{\text{rayon intérieur}}\right)$$

Dans l'air, $\mu = 1.257 \cdot 10^{-6}$ H/m et $\epsilon = 8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m

Le rayon intérieur (âme centrale) est de 0.635 mm.

Pour maintenir une impédance caractéristique de 50 Ohms à la traversée du plan de masse, le trou dans ce dernier doit donc avoir un rayon de 1.46 mm.

4.2. Adaptation

Dans un premier temps, nous avons simulé la transition âme centrale-ruban comme décrite sur la Figure 20.

La Figure 23 montre l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne entre 1 et 7 GHz.

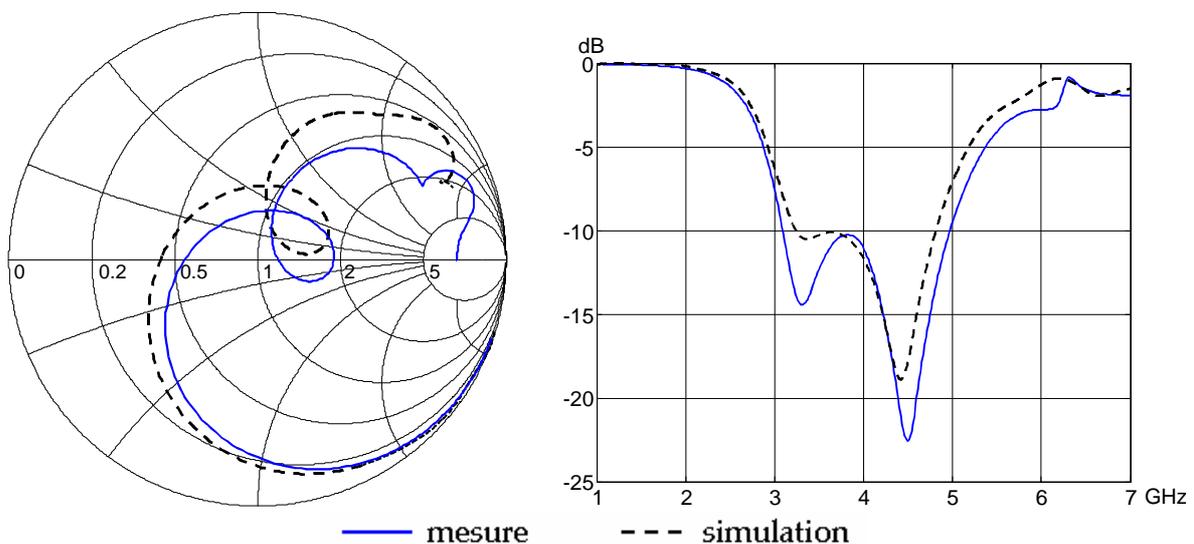


Figure 23 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne entre 1 et 7 GHz : représentation dans l'abaque de Smith et module de S_{11}

La bande passante mesurée obtenue pour $|S_{11}| < -10$ dB est de 46.6% (3.09-4.97 GHz). L'accord entre simulation et mesure est relativement bon au niveau du module du coefficient de réflexion ; en revanche, l'abaque de Smith montre un déphasage entre les deux courbes. Afin de trouver l'origine de ce déphasage, nous avons simulé une seconde structure avec une sonde plus conforme à celle réalisée. Dans un premier temps, l'âme centrale du connecteur a été décentrée de 0.5 mm par rapport au trou du plan de masse (Figure 24 à gauche). Puis, la transition cylindre-ruban a été modifiée pour s'approcher au mieux de celle du prototype (Figure 24 à droite).

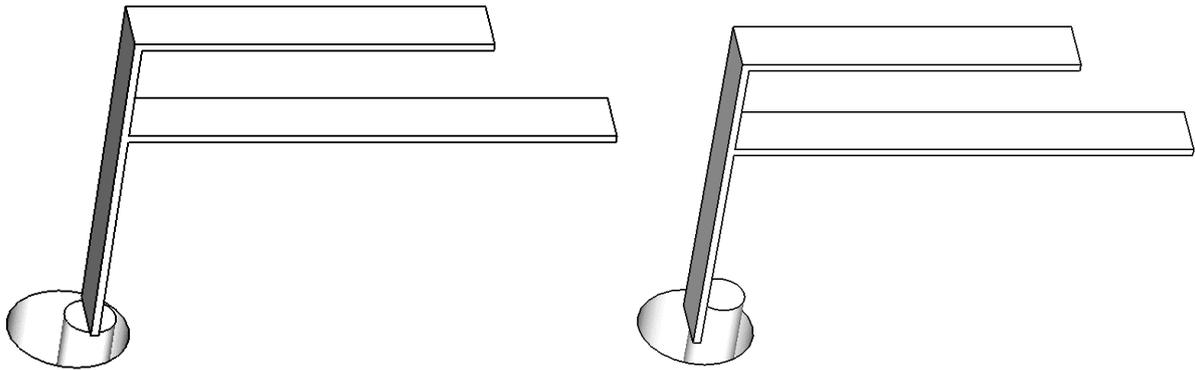


Figure 24 : Nouvelles sondes simulées : âme décentrée (à gauche) & âme décentrée avec position du ruban modifiée (à droite)

L'impédance d'entrée des deux nouvelles structures (sonde + triangle) simulées est présentée sur la Figure 25 et comparée à la mesure et à la première simulation.

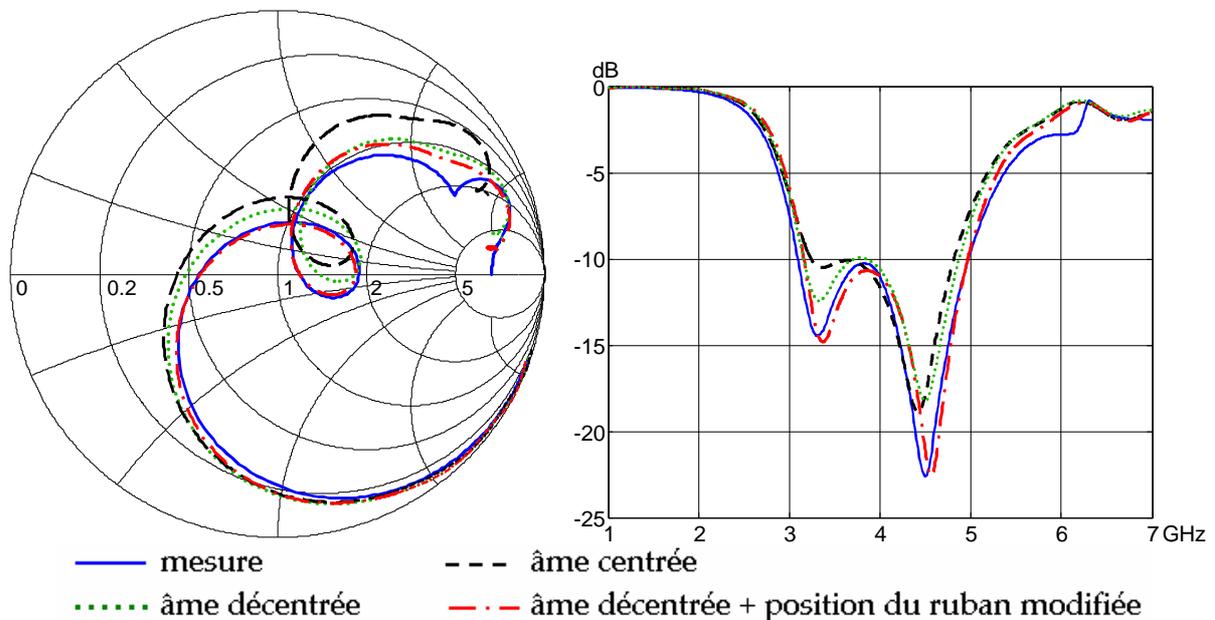


Figure 25 : Evolution de l'impédance d'entrée des différentes structures entre 1 et 7 GHz : représentation dans l'abaque de Smith et module de S_{11}

Nous pouvons en déduire que le décentrage de l'âme du connecteur sur le trou du plan de masse et la modification de la transition cylindre-ruban sont tous deux responsables du déphasage entre simulation et mesure observé sur la Figure 23.

L'excellent accord entre la simulation de la structure de la Figure 24 droite et la mesure montre aussi que l'impédance d'entrée est peu sensible à l'écart entre simulation et mesure des autres paramètres (longueur des rubans, hauteurs relatives, ...) qui est estimé à 0.5 mm environ.

Cette étude est particulièrement intéressante pour le concepteur d'une telle antenne puisqu'elle indique, d'une part, que le point critique de la réalisation se situe au niveau de la transition entre le connecteur et le ruban et d'autre part, que les autres dimensions ne requièrent pas une très grande précision.

4.3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne a été mesuré dans une chambre anéchoïque 0.8-18 GHz de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR). Etant donné que la simulation du diagramme de rayonnement en trois dimensions montre un lobe principal stable suivant l'axe Oz, la mesure a été effectuée dans les plans E (plan XZ) et H (plan YZ) uniquement. La Figure 26 présente une comparaison entre simulation et mesure dans les plans E et H à 4.0 GHz. La composante croisée simulée dans le plan E n'est volontairement pas représentée car elle est inférieure à -40 dB.

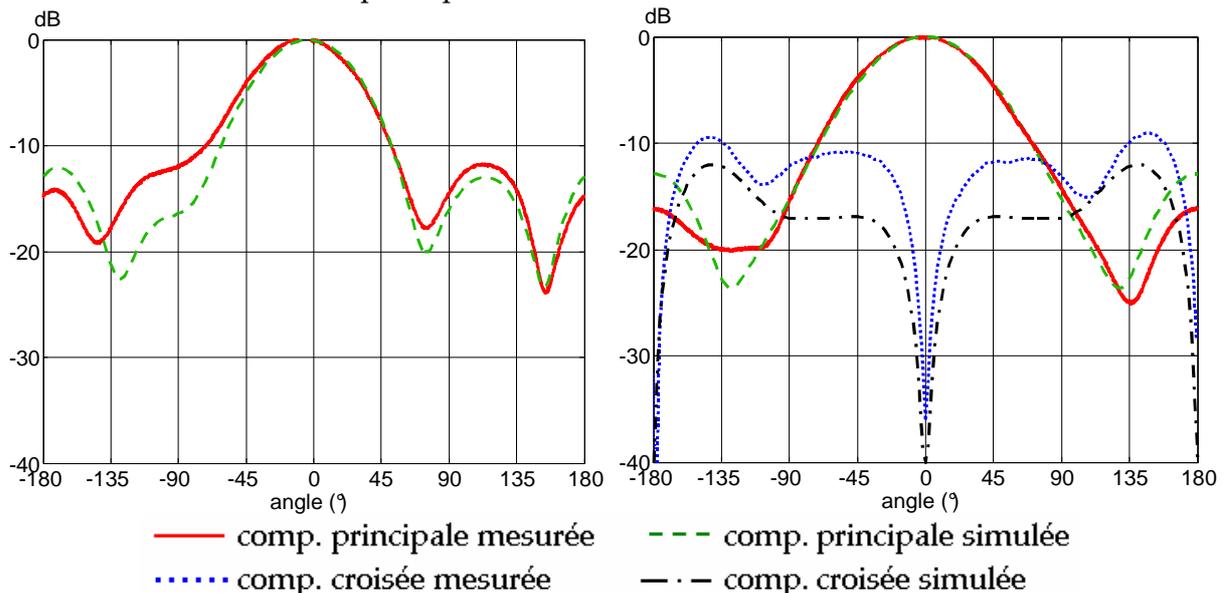


Figure 26 : Diagramme de rayonnement simulé et mesuré à 4.0GHz dans le plan E (à gauche) et le plan H (à droite)

On note un bon accord entre simulation et mesure qui a également été vérifié à d'autres fréquences situées dans la bande passante.

Le diagramme de rayonnement mesuré à différentes fréquences est représenté sur la Figure 27 dans le plan E et sur la Figure 28 dans le plan H.

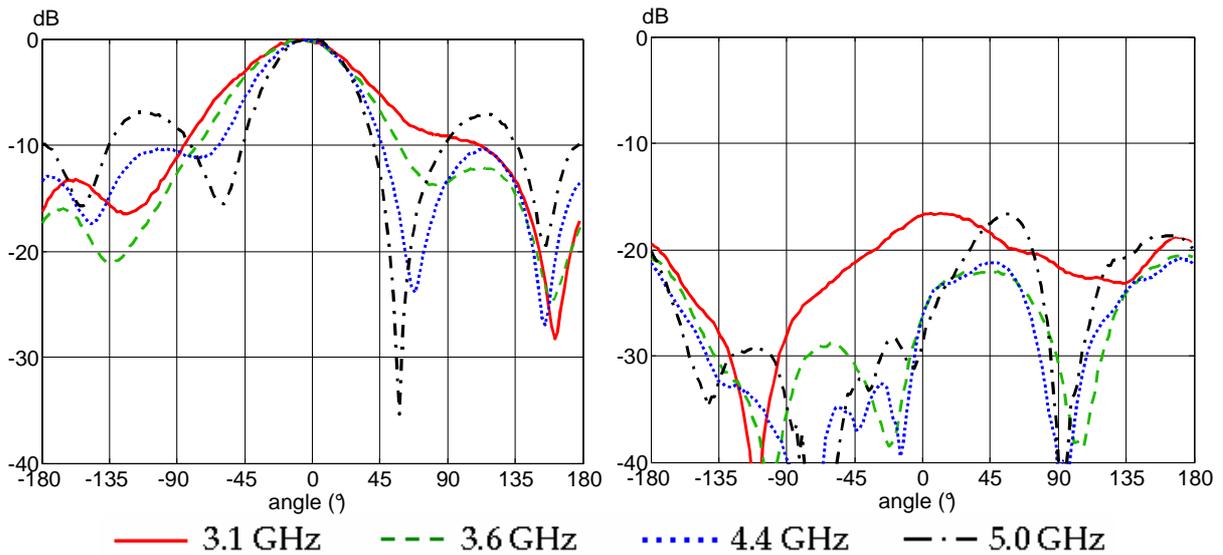


Figure 27 : Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E :
composante principale (à gauche) et croisée (à droite)

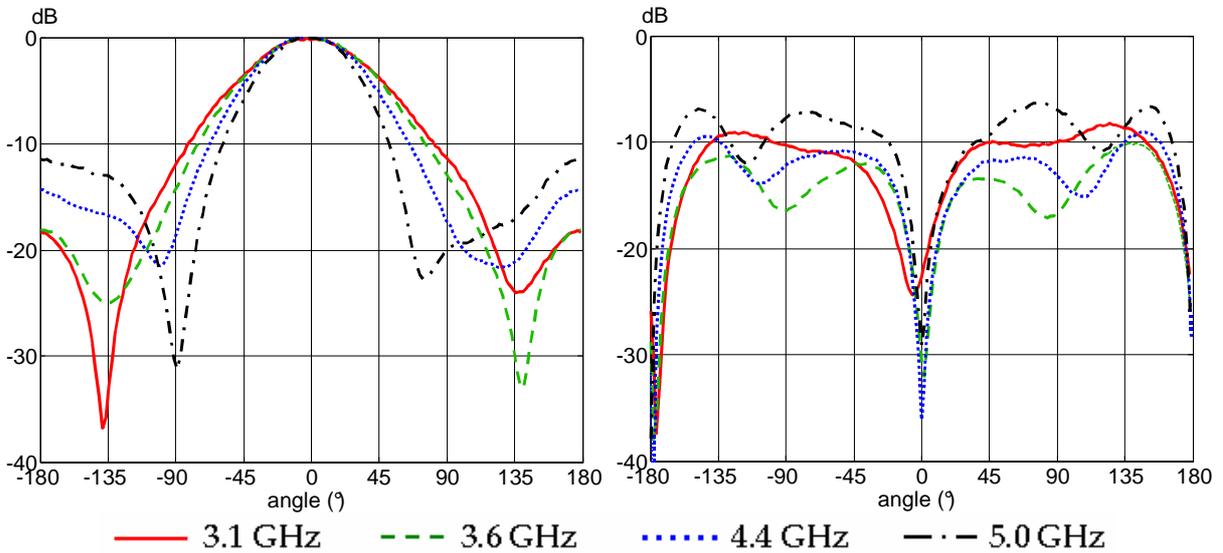


Figure 28 : Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan H :
composante principale (à gauche) et croisée (à droite)

L'allure du diagramme de rayonnement est stable dans la bande passante et la direction du lobe principal est constante. La composante croisée dans le plan H est assez élevée ; son niveau atteint -6.5 dB à 5.0 GHz, mais il faut souligner que sa valeur est négligeable dans la direction Oz du lobe principal.

Le rapport avant-arrière est d'environ -10 dB pour un plan de masse de dimensions 5×5 cm (ou $0.67 \lambda_0 \times 0.67 \lambda_0$ avec λ_0 , la longueur d'onde dans le vide correspondant à la fréquence centrale de la bande passante, c'est à dire 4.0 GHz). Nous avons montré qu'il est possible d'améliorer ce rapport avant-arrière avec l'utilisation d'un plan de masse de plus grandes dimensions [36].

L'évolution du gain en $\theta = 0^\circ$ (axe Oz) dans la bande passante est présentée dans le Tableau VI.

Fréquence (GHz)	3.2	3.6	4.0	4.4	4.6	4.8	5.0
Mesure (dB)	6.2	6.5	6.8	6.9	6.6	5.8	5.0
Simulation (dB)	6.2	7.1	7.4	7.6	7.4	6.8	6.0

Tableau VI : Evolution du gain simulé et mesuré en $\theta = 0^\circ$ dans la bande passante.

Le gain en $\theta = 0^\circ$ est relativement stable dans la bande passante, ce qui est intéressant pour l'antenne UWB que nous souhaitons concevoir. Nous reverrons ce point dans le chapitre 3 dans la partie spécifique aux caractéristiques des antennes UWB.

L'écart entre la simulation et la mesure pourrait s'expliquer en partie par une erreur de quelques degrés sur le positionnement de l'antenne lors de la mesure.

5. Introduction de fentes sur l'élément triangulaire

L'état de l'art présenté au paragraphe 1.1.1. a montré que l'introduction de fentes sur l'élément rayonnant permet de générer une ou plusieurs résonances supplémentaires qui sont susceptibles d'élargir la bande passante de l'antenne. Nous avons donc essayé d'appliquer cette méthode à l'antenne "sonde en F + triangle" présentée en 4.1.

La structure montrée sur la Figure 29 a été proposée dans [37] sur un substrat de permittivité diélectrique 4.4 et d'épaisseur 1.6 mm. Elle présente une bande passante 2.6 fois plus large qu'en l'absence de fentes. Les fentes permettent d'augmenter le parcours du courant dans le mode TM_{20} et donc de diminuer sa fréquence. En revanche, elles ne perturbent pas le mode TM_{10} . L'augmentation de la bande passante résulte de l'excitation successive de ces deux modes. Cette solution est également particulièrement intéressante en terme de rayonnement puisque les deux modes rayonnent dans la direction Oz.

Nous avons donc simulé cet élément triangulaire avec la sonde en F présentée dans le paragraphe précédent.

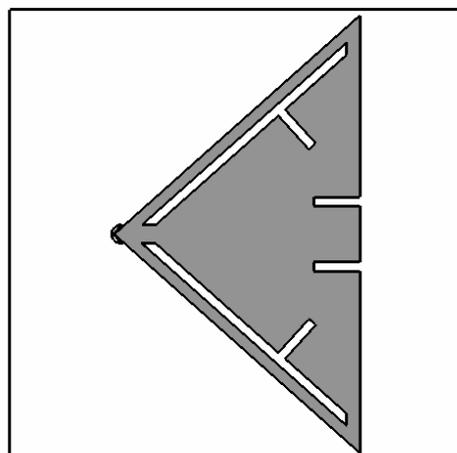


Figure 29 : Elément triangulaire avec fentes

L'évolution de l'impédance d'entrée est présentée sur la Figure 30.

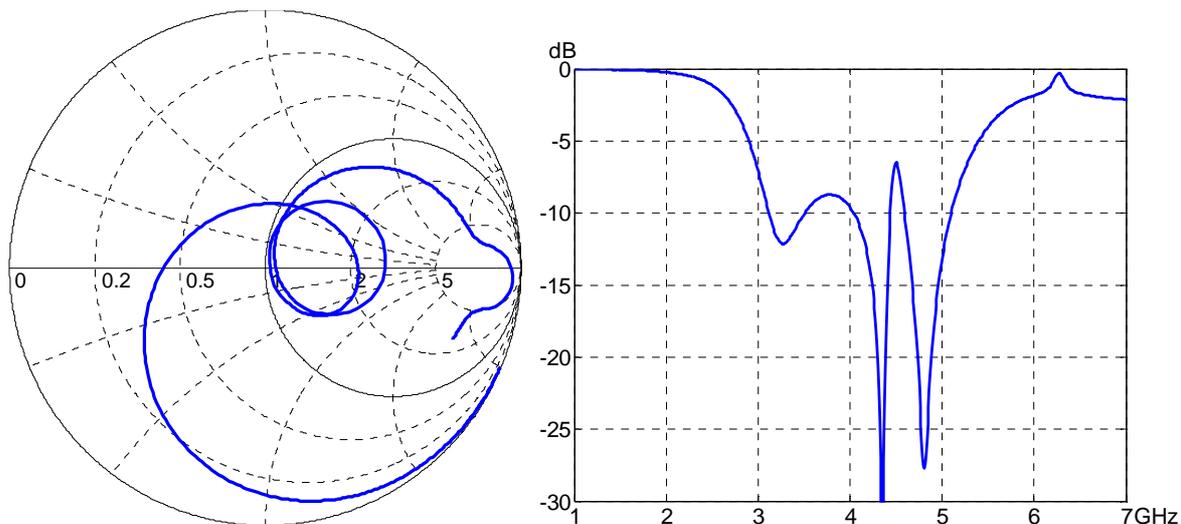


Figure 30 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne entre 1 et 7 GHz : représentation dans l'abaque de Smith et module de S_{11}

La courbe d'impédance sur l'abaque de Smith montre la présence d'une seconde boucle générée par la fente. En modifiant l'impédance de normalisation de 50 à 75 Ω , les deux boucles sont centrées sur l'abaque de Smith ; la bande passante à -10 dB est alors comprise entre 3.29 GHz et 5.13 GHz soit 43.7%, ce qui est similaire à celle de l'antenne "sonde en F + triangle" sans fentes. La formation d'une seconde boucle ne se traduit malheureusement pas par un élargissement de la bande passante, malgré les différentes configurations simulées. La sonde semble être le facteur limitant la bande passante, c'est pour cette raison que nous nous sommes concentrés sur l'étude de son comportement et sur son optimisation qui sont présentées dans le chapitre suivant.

6. Simplification de la sonde

Dans cette partie, nous avons cherché à simplifier la sonde afin de faciliter sa réalisation. Nous proposons une solution dans laquelle les deux rubans horizontaux ont été ramenés dans un même plan et ont subi une rotation d'un angle β . Les longueurs des deux rubans sont à présent identiques.

6.1. Première simplification de la sonde

6.1.1. Présentation

La sonde obtenue dans un premier temps est présentée sur la Figure 31. La Figure 32 montre l'antenne complète. L'élément rayonnant triangulaire est le même que celui de la structure précédente.

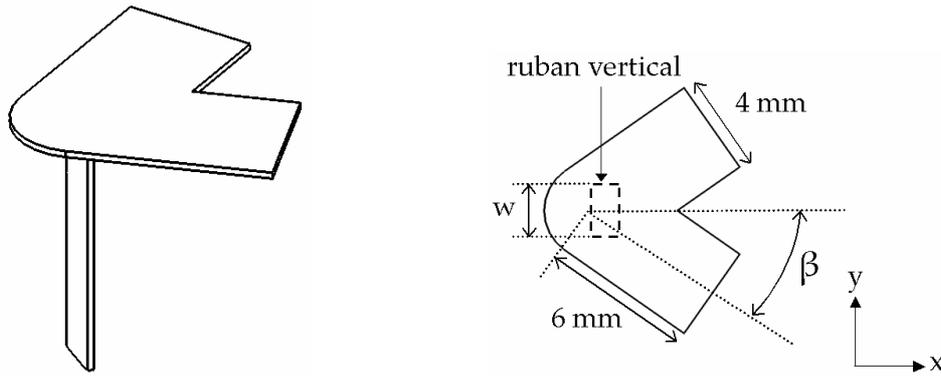


Figure 31 : Structure de la sonde simplifiée : vue en 3D (à gauche) et de dessus (à droite)

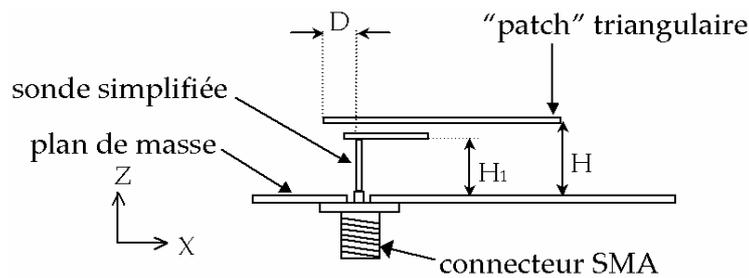


Figure 32 : Vue de profil de l'antenne

Les dimensions de la structure sont les suivantes :

$D = 3 \text{ mm}$; $H_1 = 8.4 \text{ mm}$; $H = 12.9 \text{ mm}$ et $\beta = 35^\circ$.

Le plan de masse est un carré de $50 \times 50 \text{ mm}$ sur lequel est centré le triangle.

Une étude paramétrique sur la largeur du ruban vertical w a été menée et est présentée au paragraphe suivant.

6.1.2. Adaptation

Les résultats de l'étude paramétrique sur la largeur du ruban vertical w sont présentés sur la Figure 33 en ce qui concerne l'adaptation de l'antenne.

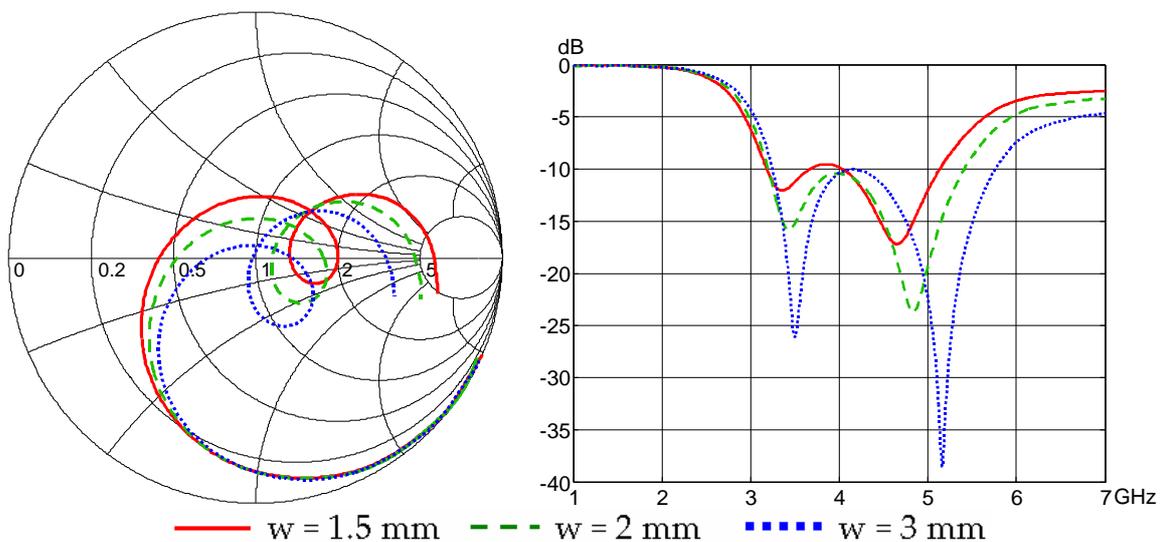


Figure 33 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne entre 1 et 7 GHz : représentation dans l'abaque de Smith et module de S_{11}

Les courbes sur l'abaque de Smith sont particulièrement intéressantes car on constate que le paramètre w agit sur l'impédance d'entrée moyenne de l'antenne. Ainsi, pour $w = 1.5$ mm, la courbe d'impédance est centrée autour de 80 Ohms, tandis que pour $w = 3$ mm, la courbe est centrée autour de 50 Ohms. Il en résulte une possibilité d'élargissement de la bande passante. Pour $w = 3$ mm, la bande passante obtenue est de 56 % (3.24-5.76 GHz).

Remarque : pour $w = 1.5$ mm, les fréquences limites de la bande passante sont similaires à celles trouvées avec la structure "sonde en F + triangle" (en négligeant la remontée du module de S_{11} à -9.4 dB).

Ceci nous permet de conclure que la bande passante de l'antenne "sonde en F + triangle" peut être améliorée en jouant sur le paramètre w pour recentrer la courbe d'impédance autour de 50 Ohms.

Mais le fait de trouver des bandes passantes similaires avec la sonde en F et la sonde simplifiée nous conduit à penser que la sonde en F n'est pas pleinement exploitée et qu'il est possible d'augmenter la bande passante en l'optimisant de nouveau, ce qui est l'objet du chapitre 3.

6.1.3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement simulé est présenté sur la Figure 34 dans le plan E et sur la Figure 35 dans le plan H.

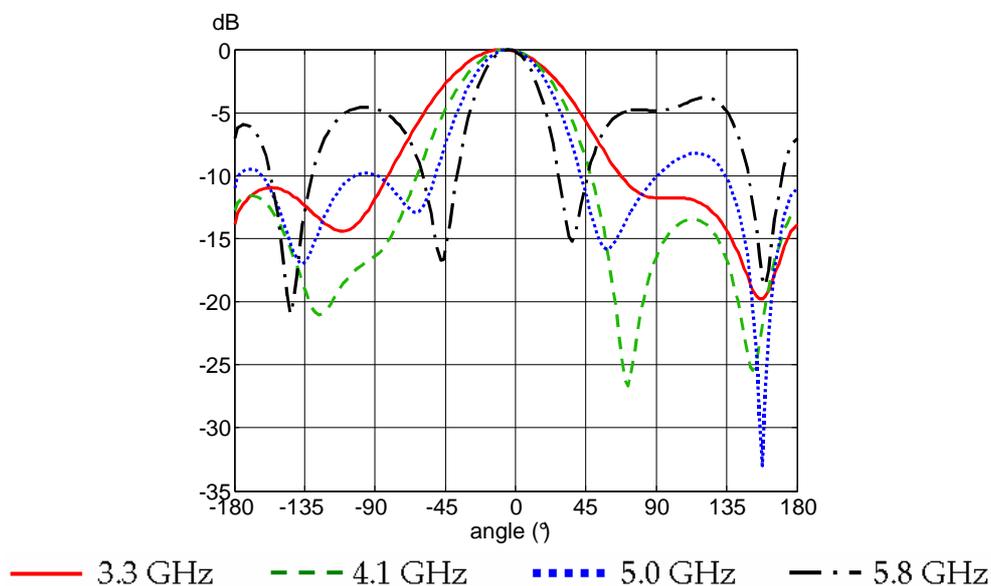
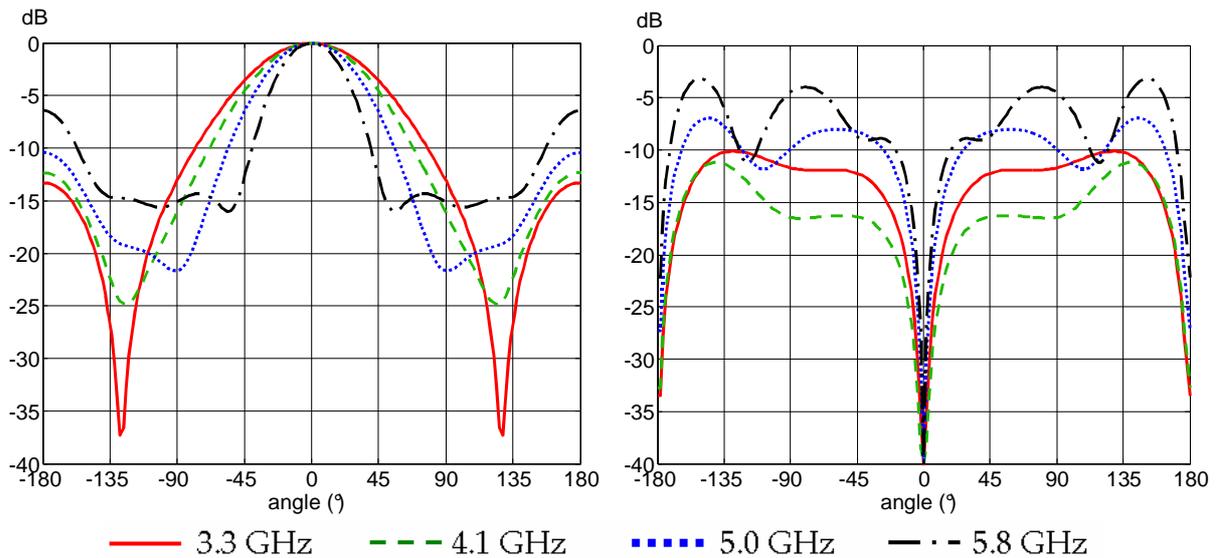


Figure 34 : Diagramme de rayonnement dans le plan E : composante principale



**Figure 35 : Diagramme de rayonnement dans le plan H :
composante principale (à gauche) et croisée (à droite)**

Comme dans le cas de l'antenne "sonde en F + triangle", l'allure du diagramme de rayonnement est stable dans la bande passante.

6.2. Seconde modification pour l'obtention d'une sonde réalisable par pliage

La réalisation de la sonde précédente se révèle encore délicate et nécessite une soudure entre le ruban vertical et les rubans horizontaux. Nous avons donc translaté les rubans horizontaux comme le montre la Figure 36. Ainsi, la sonde peut à présent être réalisée facilement par découpage dans une feuille de cuivre, puis pliage de la partie supérieure.

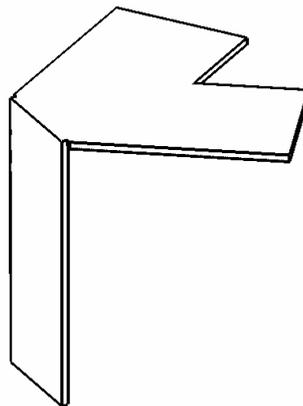


Figure 36 : Schéma de la sonde réalisable par pliage

Les dimensions de l'antenne sont les mêmes que précédemment sauf la distance H entre le triangle et le plan de masse qui vaut dans ce cas 14 mm. La largeur w du ruban vertical est de 3 mm.

L'adaptation de l'antenne est présentée sur la Figure 37. La bande passante obtenue est de 51.4% (3.27-5.53 GHz). Elle est légèrement inférieure à celle obtenue dans le cas où le ruban vertical est relié au milieu de la partie horizontale (56%).

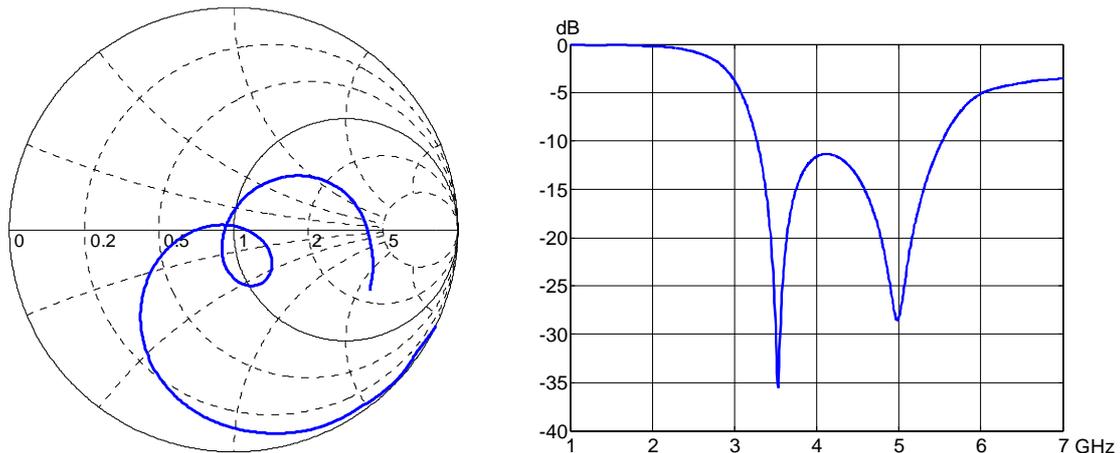


Figure 37 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne entre 1 et 7 GHz : représentation dans l'abaque de Smith et module de S_{11}

Les diagrammes de rayonnement sont similaires à ceux du paragraphe précédent. Nous avons développé une solution très intéressante car la sonde est particulièrement simple à réaliser par découpage. De plus, la bande passante est supérieure à celle obtenue avec une sonde en L qui est de l'ordre de 45% avec un élément triangulaire [26].

7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre différentes antennes microruban à substrat épais, de faible permittivité et alimentées par une sonde coaxiale qui sont large bande et directives.

Ensuite, nous avons examiné précisément les caractéristiques de l'une d'entre elles, l'antenne "sonde en F + rectangle". L'observation des courants surfaciques a notamment permis de détecter que la non stabilité des diagrammes en fréquence provient de la forme de l'élément rayonnant.

C'est pourquoi nous avons remplacé le rectangle par un triangle, ce qui a amélioré la stabilité du rayonnement.

Nous avons ensuite transposé le fonctionnement de l'antenne "sonde en F + triangle" dans la bande 3.1-6 GHz. Mais la bande passante de l'antenne, qui est de 47%, ne couvre pas toute la bande 3.1-6 GHz. Elle est moins importante que celle de l'antenne "sonde en F + rectangle" qui est de 64%.

Nous avons donc essayé d'introduire des fentes sur le triangle pour élargir la bande passante mais sans succès.

Dans la dernière partie, nous avons proposé une autre forme de sonde, plus simple à réaliser. Le fait d'obtenir avec cette sonde simplifiée une bande passante de 56%, c'est à dire supérieure à celle atteinte avec la sonde en F, nous laisse supposer que la sonde en F n'est pas complètement optimisée.

Pour cette raison, nous poursuivons l'étude de l'antenne "sonde en F + triangle" dans le chapitre suivant en analysant son fonctionnement.

8. Références bibliographiques

- [1] I.J. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House 1980.
- [2] E. Chang, S.A. Long, W.F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 34, n°6, June 1986, pp. 767-772.
- [3] K.R. Carver, J.W. Mink, "Microstrip Antenna Technology", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 29, n°1, January 1981, pp. 2-24.
- [4] W.F. Richards, J.R. Zinecker, R.D. Clark, S.A. Long "Experimental and theoretical investigation of the inductance associated with a microstrip antenna feed", *Electromagnetics*, Vol. 3, 1983, pp. 327-346.
- [5] D.M. Pozar "Considerations for millimeter waves printed antennas", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 31, n°5, September 1983, pp. 740-747.
- [6] P.S. Hall "Probe compensation in thick microstrip patches", *Electronics Letters*, Vol. 23, n°11, 21st May 1987, pp. 606-607.
- [7] F. Perrot, J.P. Coupez, C. Terret, S. Toutain, T. Dusseux, Y. Constantin, "Analyse paramétrée du fonctionnement d'une antenne patch chargée par une fente en U inscrite", *X^{èmes} Journées Nationales Microondes*, St Malo, mai 1997, pp. 152-153.
- [8] T. Huynh, K. F. Lee, "Single-layer single-patch wideband microstrip antenna", *Electronics Letters*, Vol. 31, n°16, 3rd August 1995.
- [9] K.F. Lee, K.M. Luk, K.F. Tong, S.M. Shum, T. Huynh, R.Q. Lee, "Experimental and simulation studies of the coaxially fed U-slot rectangular patch antenna", *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 144, n°5, October 1997.
- [10] Y.X. Guo, K.M. Luk, K.F. Lee, Y.L. Chow, "Double U-slot rectangular patch antenna", *Electronics Letters*, Vol. 34, n°19, 17th September 1998.
- [11] F. Perrot, J.P. Coupez, C. Terret, S. Toutain, Y. Constantin, T. Dusseux, "Elargissement de la bande passante d'une antenne microruban par imbrication de fentes multiples", *10th International Symposium on Antennas (JINA)*, Nice, novembre 1998, pp. 88-91.
- [12] Gh.Z. Rafi, L. Shafai "Wideband Microstrip Patch Antennas with V-slot and Patch-Via Resonators", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Monterey, USA, June 2004.
- [13] C.Y. Chiu, K.M. Shum, C.H. Chan, K.M. Luk, "Bandwidth Enhancement Technique for Quarter-Wave Patch Antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.2, pp 130-132.
- [14] Kin-Lu Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, Wiley 2002, p. 250.
- [15] L. Zaïd, G. Kossiavas, J.Y. Dauvignac, J. Cazajous, A. Papiernik, "Dual-Frequency and Broad-Band Antennas with Stacked Quarter Wavelength Elements", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 47, n°4, April 1999.

- [16] Y.J. Wang, C.K. Lee, W.J. Koh, "Single-patch and single-layer square microstrip antenna with 67.5% bandwidth" IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 148, n°6, December 2001.
- [17] Z.N. Chen, M.Y.W. Chia, "Broadband planar inverted-L antennas" IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 148, n°5, October 2001.
- [18] N. Herscovici, "New Considerations in the Design of microstrip Antennas", IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 46, n°6, June 1998.
- [19] N. Herscovici, "A Wide-Band Single-Layer Patch Antenna", IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 46, n°4, April 1998.
- [20] J. Christ, U. Mahr, "Low-Cost and Wide-Band Suspended Patch Element Using a Three-Dimensional Dual-Feeding Section", 11th International Conference on Antennas and Propagation, April 2001.
- [21] Z. N. Chen, M.Y.W. Chia "A feeding scheme for enhancing the impedance bandwidth of a suspended plate antenna", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 38, n°1, July 5 2001, pp. 21-25.
- [22] G.A.E. Vandenbosch, A.R. Van de Capelle, "Study of the Capacitively Fed Microstrip Antenna Element", IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 42, n°12, December 1994, pp. 1648-1652.
- [23] K.M. Luk, C.L. Mak, Y.L. Chow, K.F. Lee, "Broadband microstrip patch antenna", Electronics Letters, Vol. 34, n°15, 23rd July 1998, pp. 1442-1443.
- [24] K.M. Luk, Y.L. Chow, C.L. Mak, "Wideband patch antenna with L-shaped probe", US Patent n°6,593,887 B2, July 15 2003.
- [25] C.L. Mak, K.M. Luk, K.F. Lee, Y.L. Chow, "Experimental Study of a Microstrip Patch Antenna with an L-Shaped Probe", IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 48, n°5, May 2000, pp. 777-783.
- [26] C.L. Mak, K.M. Luk, K.F. Lee, "Wideband Triangular Patch Antenna", IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 146, n°2, April 1999.
- [27] C.L. Mak, K.M. Luk, K.F. Lee, "Microstrip line-fed L-strip patch antenna", IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 146, n°4, August 1999, pp.282-284.
- [28] K.M. Luk, Y.X. Guo, K.F. Lee, Y.L. Chow, "L-probe proximity fed U-slot patch antenna", Electronics Letters, Vol. 34, n°19, 17th September 1998, pp. 1806-1807.
- [29] Y.X. Guo, K.M. Luk, K.F. Lee, "L-probe proximity fed short-circuited patch antennas", Electronics Letters, Vol. 35, n°24, 25th November 1999, pp. 2069-2070.
- [30] Y.X. Guo, K.M. Luk, K.F. Lee, "Small Wideband Triangular Patch Antenna With an L-Probe Feeding", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 30, n°3, 5th August 2001, pp. 218-220.

- [31] Y.X. Guo, K.M. Luk, K.F. Lee, "Small Broadband Semicircular Patch Antenna With an L-Probe Feeding", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 29, n°5, 5th June 2001, pp. 289-290.
- [32] C.L. Mak, K.F. Lee, K.M. Luk, "Broadband patch antenna with a T-shaped probe" *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 147, n°2, April 2000.
- [33] B.L. Ooi, C.L. Lee, P.S. Kooi, "A novel F-probe fed broadband patch antenna" *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 30, n°5, September 5 2001, pp. 355-356.
- [34] K.L. Lau, K.M. Luk, P. Li, K.F. Lee, "A dual-band shorted patch antenna proximity-fed by a combined L and T probe feed structure" *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 37, n°2, April 20 2003, pp. 127-129.
- [35] K.F. Lee, K.M. Luk, J.S. Dahele, "Characteristics of the Equilateral Triangular Patch Antenna", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 36, n°11, November 1988, pp. 1510-1518.
- [36] A.C. Lepage, X. Begaud, P. Poey, "Conception d'une antenne compacte très large bande pour applications multimedia", 13^{èmes} Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.
- [37] J.H. Lu, C.L. Tang, K.L. Wong, "Novel Dual-Frequency and Broad-Band Designs of Slots-Loaded Equilateral Triangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 48, n°7, July 2000, pp. 1048-1054.

CHAPITRE 3

L'antenne "sonde en F + triangle" Analyse, optimisation, caractérisations fréquentielles et temporelles et réalisation

Dans le chapitre précédent, nous avons conçu une antenne "sonde en F + triangle". La bande passante obtenue, 47%, reste inférieure à celle de l'antenne "sonde en F + rectangle" qui est de 64%. Par ailleurs, la simplification de la sonde procure une bande passante de 56%, donc supérieure à celle de l'antenne "sonde en F + triangle". Ceci laisse penser que la sonde en F n'est pas pleinement exploitée pour obtenir une large bande passante. Fort de l'expérience acquise dans l'étude du dipôle en cavité du premier chapitre, nous avons analysé le fonctionnement de l'antenne en impédance, qui est présenté dans les trois premières parties de ce chapitre 3. Cette étude a permis de dégager une méthodologie de conception de l'antenne "sonde en F + triangle" pour optimiser sa bande passante.

Une généralisation de cette méthodologie à d'autres types de sonde est également proposée. Nous présentons ensuite la réalisation et la caractérisation de l'antenne "sonde en F + triangle" optimisée.

La sixième partie est consacrée à la caractérisation de l'antenne dans le cadre d'une communication Ultra Large Bande avec une modulation de type impulsionnelle. Enfin, nous proposons dans la dernière partie une amélioration du prototype de l'antenne "sonde en F + triangle" grâce à la technologie de mousse métallisée.

1. Etude de l'impédance d'entrée de l'antenne "sonde en F + triangle"

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne et d'augmenter sa bande passante en impédance, nous avons mené différentes études paramétriques et nous nous sommes intéressés à l'évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. Le plan de référence est situé au niveau du plan de masse.

Nous rappelons sur la Figure 1 les différents paramètres de la structure.

La longueur du côté du plan de masse carré est notée L_g .

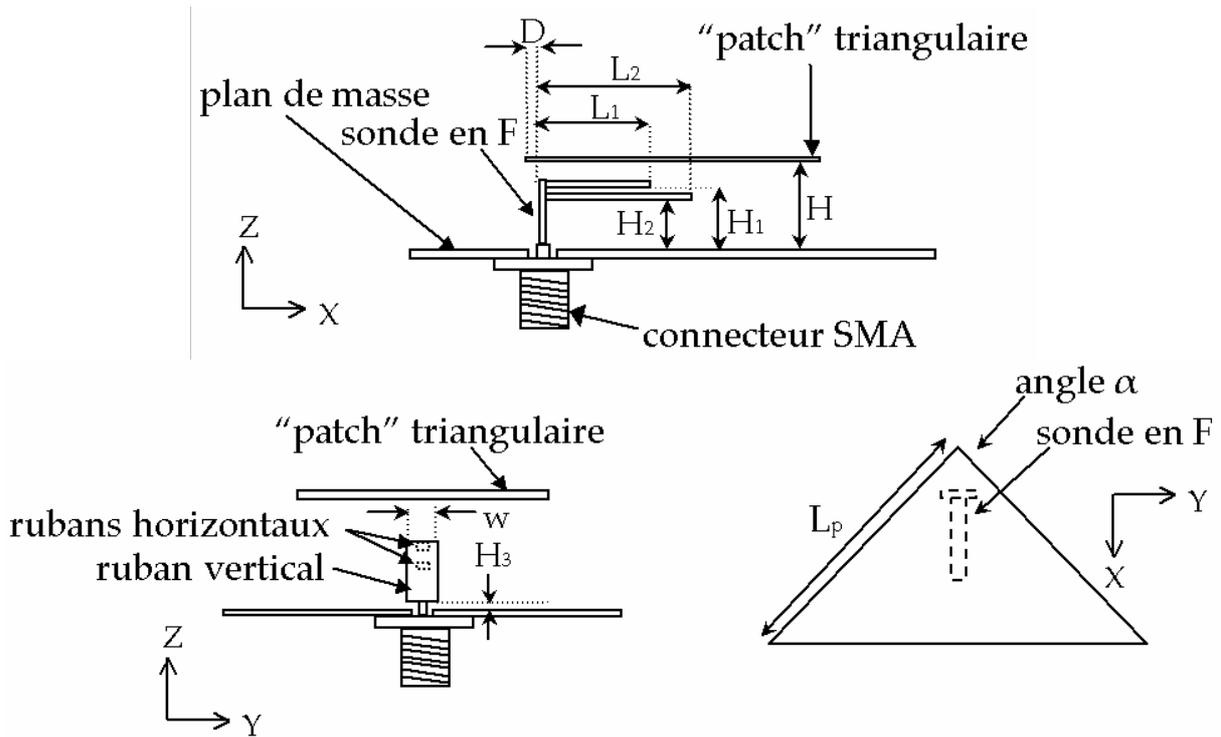


Figure 1 : Les différents paramètres de la structure "sonde en F + triangle"

1.1. Influence de la taille du plan de masse

Dans un premier temps, nous avons étudié l'influence de la taille du plan de masse sur l'impédance d'entrée de l'antenne "sonde en F + triangle" du chapitre 2. Le plan de masse est un carré de côté L_g et le triangle est centré sur celui-ci. La Figure 2 présente les résultats obtenus, L_g étant exprimée en fonction de λ_0 , longueur d'onde correspondant à la fréquence centrale de la bande passante de l'antenne, soit 4.0 GHz.

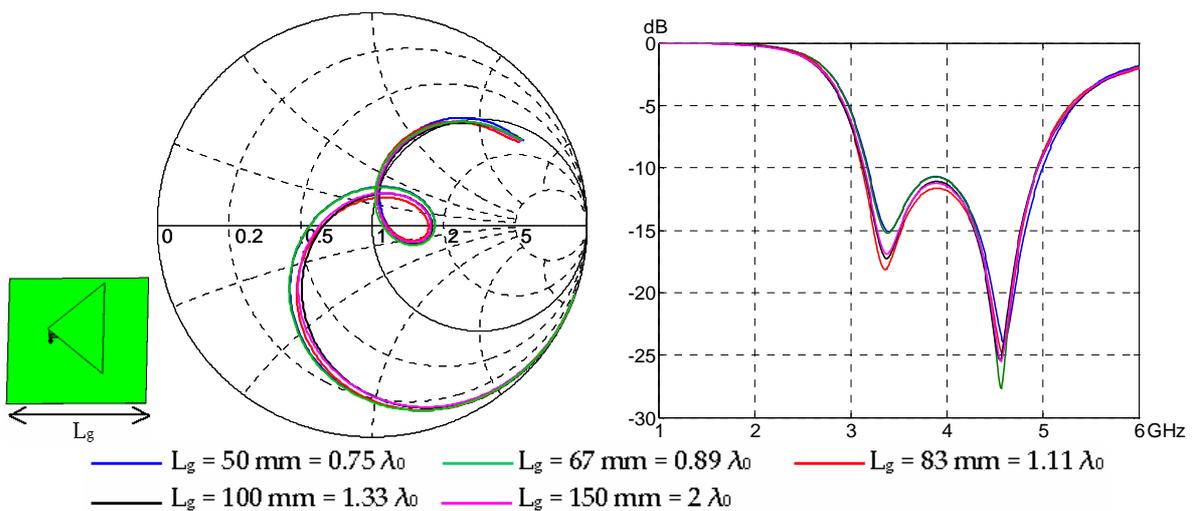


Figure 2 : Impédance d'entrée sur l'abaque de Smith (à gauche) et du module du coefficient de réflexion (à droite) pour différentes tailles du plan de masse entre 1 et 6 GHz

D'après la Figure 2, nous constatons que la taille du plan de masse a peu d'influence sur l'impédance d'entrée de l'antenne, surtout quand celle-ci est grande devant les dimensions du triangle (nous rappelons que les côtés isocèles mesurent 36 mm et la base, 49 mm).

1.2. Influence de la position D du triangle par rapport à la sonde

Dans cette partie, nous étudions l'influence de la position D du triangle par rapport à la sonde. Une valeur de D négative signifie qu'une partie de la sonde n'est pas recouverte par le triangle. Les résultats sont présentés sur la Figure 3.

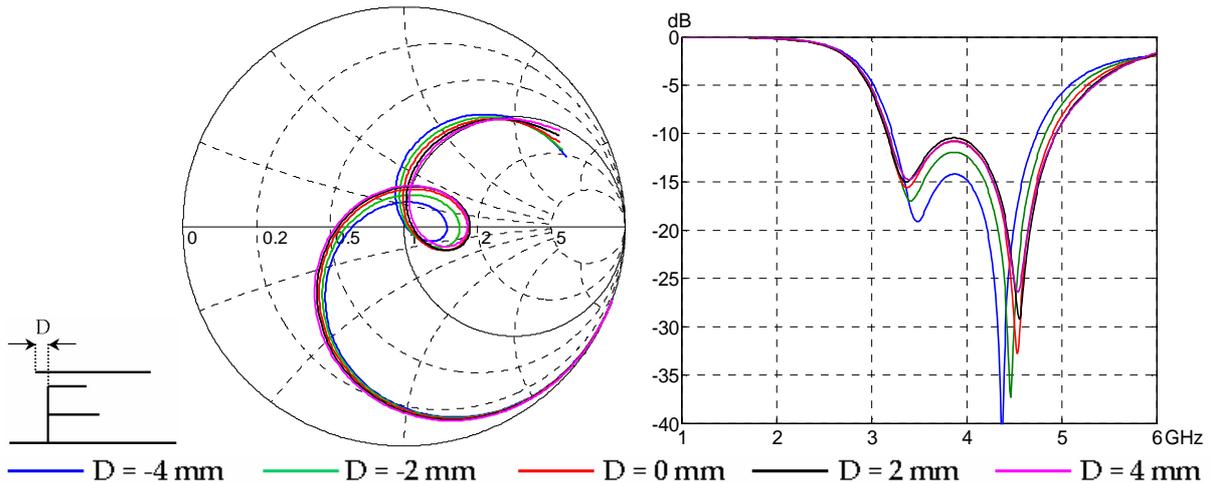


Figure 3 : Impédance d'entrée sur l'abaque de Smith (gauche) et du module du coefficient de réflexion (droite) pour différentes valeurs de D entre 1 et 6 GHz

D'après la Figure 3, la position du triangle par rapport à la sonde n'a pas d'influence sur l'impédance d'entrée de l'antenne à condition que la sonde soit recouverte par le triangle. En effet, dans le cas où le paramètre D est négatif, le couplage entre la sonde et le triangle est fortement modifié.

1.3. Influence de la taille de l'élément triangulaire

Pour comprendre le rôle du triangle dans l'antenne, nous avons fait varier ses dimensions en changeant la longueur L_p du côté isocèle tout en conservant un angle au sommet de 84° . Les paramètres de l'antenne sont rassemblés dans le Tableau I. La Figure 4 présente les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de la structure.

paramètre	valeur en mm	paramètre	valeur en mm
D	1	w	3.6
H	13	L_1	9
H_1	11	L_2	10
H_2	5		

Tableau I : Valeurs des paramètres de l'antenne "sonde en F + triangle"

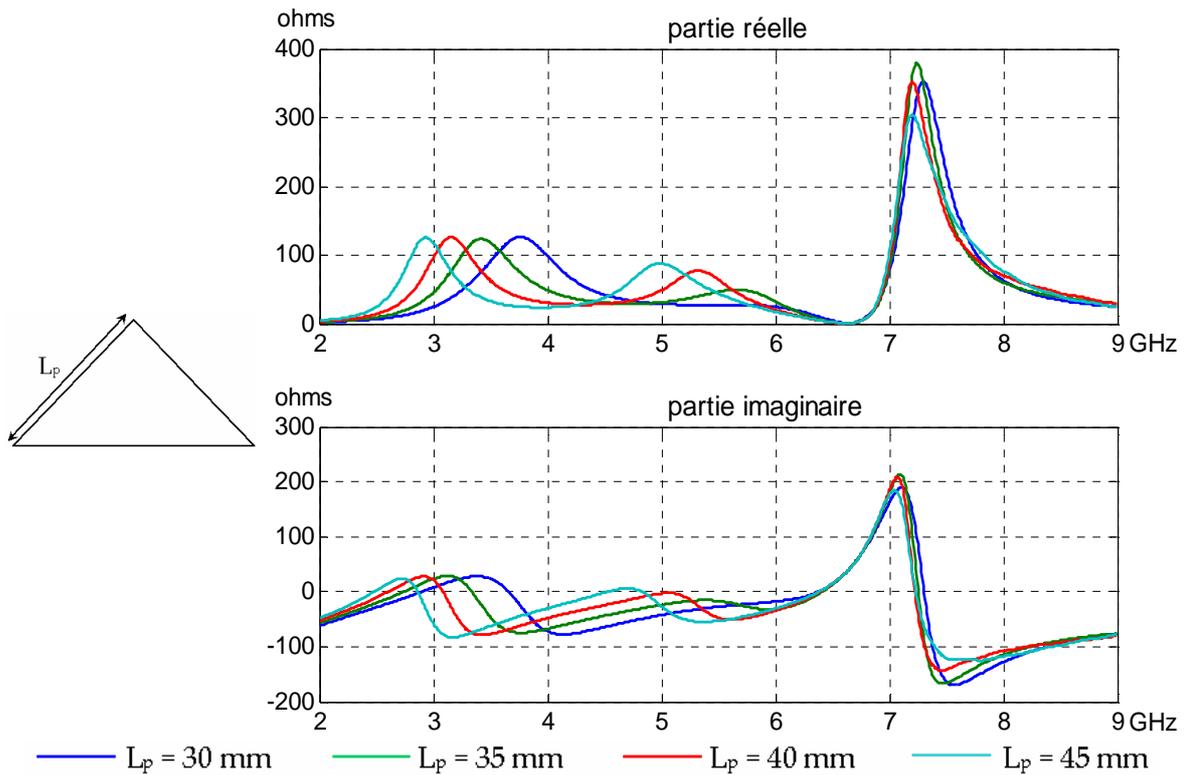


Figure 4 : Impédance d'entrée de l'antenne "sonde en F + triangle" pour différentes tailles de l'élément triangulaire

La partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne présente 3 pics de résonance. La variation de la taille du triangle affecte uniquement les fréquences du 1^{ère} et du 2^{ème} pic de résonance : plus L_p augmente, i.e. plus le triangle est grand, et plus ces deux fréquences diminuent.

1.4. Influence de la distance H entre le triangle et le plan de masse

Afin de séparer les éventuelles contributions de la sonde et du patch triangulaire, nous avons fait varier la distance H entre le triangle et le plan de masse. La sonde en F est la même que précédemment et $L_p = 35$ mm. Les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de H sont présentées sur la Figure 5. L'impédance d'entrée de la sonde seule, i.e. en l'absence de triangle, a également été ajoutée sur cette figure.

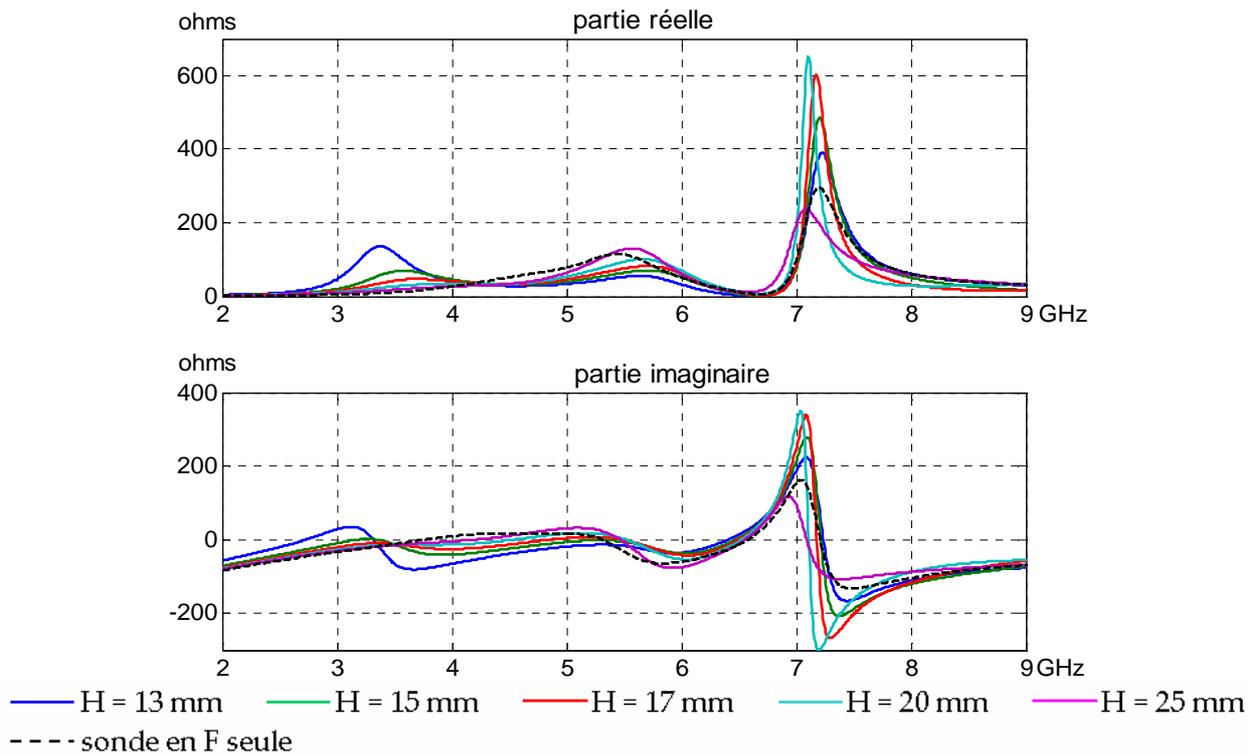


Figure 5 : Impédance d'entrée de l'antenne "sonde en F + triangle" pour différentes valeurs de H

Lorsque la distance H augmente, le couplage entre le triangle et la sonde diminue ; on constate alors que :

- le premier pic de résonance (i.e. ayant la fréquence la plus basse) tend à disparaître
- le second pic se déplace légèrement vers les basses fréquences
- le troisième pic reste à la même fréquence

Pour une valeur élevée de H, la courbe d'impédance tend à se rapprocher de celle de la sonde seule qui ne comporte que deux pics de résonance.

Cette étude montre que l'élément triangulaire apporte une résonance supplémentaire qui s'ajoute aux deux résonances générées par la sonde en F. Le paragraphe 1.3 a montré que le couplage triangle-sonde agit sur la fréquence du 2^{ème} pic de résonance mais pas sur la fréquence du 3^{ème} pic.

Cette étude sur les résonances se poursuit au paragraphe suivant qui est consacré à l'analyse de la sonde seule.

2. Etude de l'impédance d'entrée de la sonde en F seule

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu que la sonde en F génère deux des trois pics de résonance de l'antenne "sonde en F + triangle". En l'absence du triangle, la structure devient du type monopolaire. Nous continuerons à considérer uniquement les fréquences de résonances parallèles, c'est à dire celles qui correspondent à un maximum de la partie réelle de l'impédance d'entrée. En effet, pour un dipôle cylindrique, la variation de son diamètre a peu d'influence sur la fréquence de la résonance série mais a un effet conséquent sur celle de la résonance parallèle [1]. De même, dans [2], il est montré qu'un monopôle en forme de L a une fréquence de résonance série déterminée uniquement par sa longueur totale, tandis que la fréquence de la résonance parallèle dépend aussi du rapport des longueurs du brin vertical et du brin horizontal. La résonance parallèle caractérise donc mieux l'ensemble de la structure. A l'aide d'études paramétriques de la sonde en F seule, nous cherchons les facteurs permettant de contrôler la fréquence de résonance. La Figure 6 montre le schéma de la sonde et ses différents paramètres.

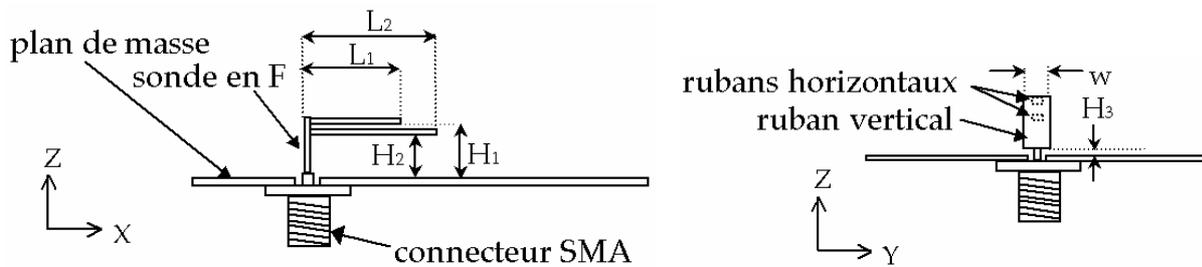


Figure 6 : Schéma de la sonde en F seule

Nous nous sommes également intéressés à l'impédance de la sonde en L seule, présentée sur la Figure 7, qui est formée d'un ruban vertical de hauteur H_1 ou H_2 et d'un seul ruban horizontal de longueur L_1 ou L_2 .

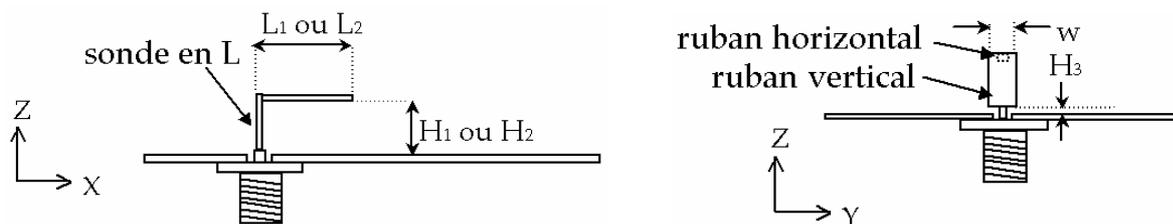


Figure 7 : Schéma de la sonde en L seule

Dans tout ce paragraphe, les paramètres suivants ont une valeur constante :

$w = 3.6 \text{ mm}$, $H_3 = 0.4 \text{ mm}$, largeur des rubans horizontaux = 1.2 mm .

Nous présentons l'évolution de l'impédance d'entrée de différentes sondes en F et en L lorsque les paramètres H_1 , L_1 , H_2 et L_2 varient. Puis, à partir des conclusions, nous proposons une méthode de conception.

2.1. Etude de la sonde n°1 : $H_1=12$ mm, $L_1=14$ mm, $H_2=8$ mm, $L_2=10$ mm

2.1.1. Variation de H_1

La Figure 9 présente en traits pleins l'impédance de la sonde en F pour différentes valeurs de la hauteur H_1 . Les courbes en pointillés représentent l'impédance de la sonde en L de hauteur H_1 et de longueur $L_1 = 14$ mm.

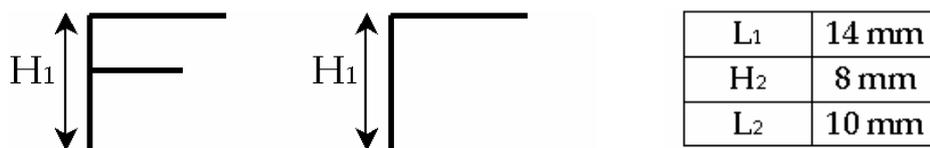


Figure 8 : Sondes en F et L étudiées

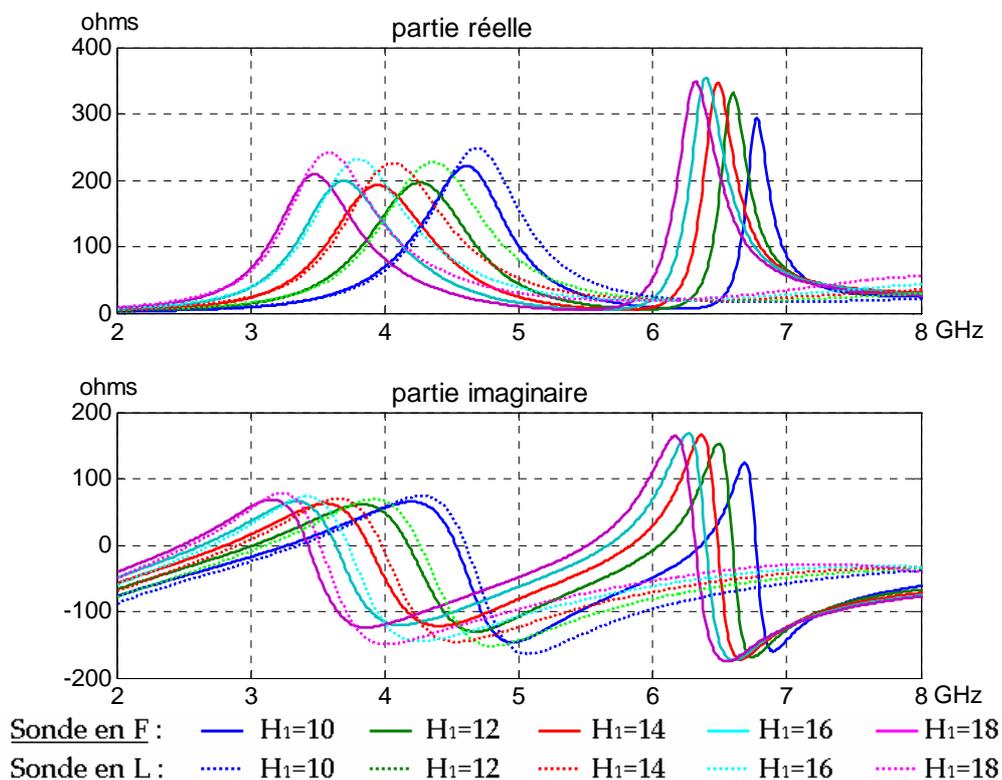


Figure 9 : Impédance d'entrée des sondes en F et L en fonction de H_1

Nous remarquons sur la Figure 9 que :

- la variation de la hauteur H_1 de la sonde en F a une influence sur les fréquences des deux pics de résonance, mais celle-ci est plus importante sur le premier pic.
- la fréquence du premier pic est très proche de celle du pic de résonance de la sonde en L pour toutes les valeurs de H_1 considérées.

2.1.2. Variation de L_1

Nous étudions l'influence de L_1 sur l'impédance d'entrée de la sonde en F n°1. Comme précédemment, nous avons reporté en traits pointillés l'impédance d'entrée de la sonde en L de dimensions $H_1 = 12$ mm et L_1 variable. Les résultats sont présentés sur la Figure 11.

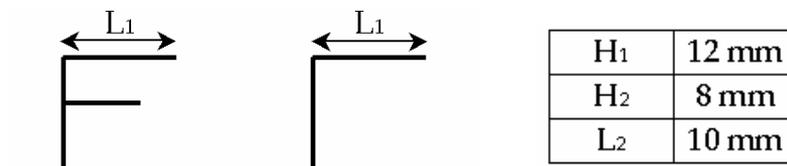


Figure 10 : Sondes en F et L étudiées

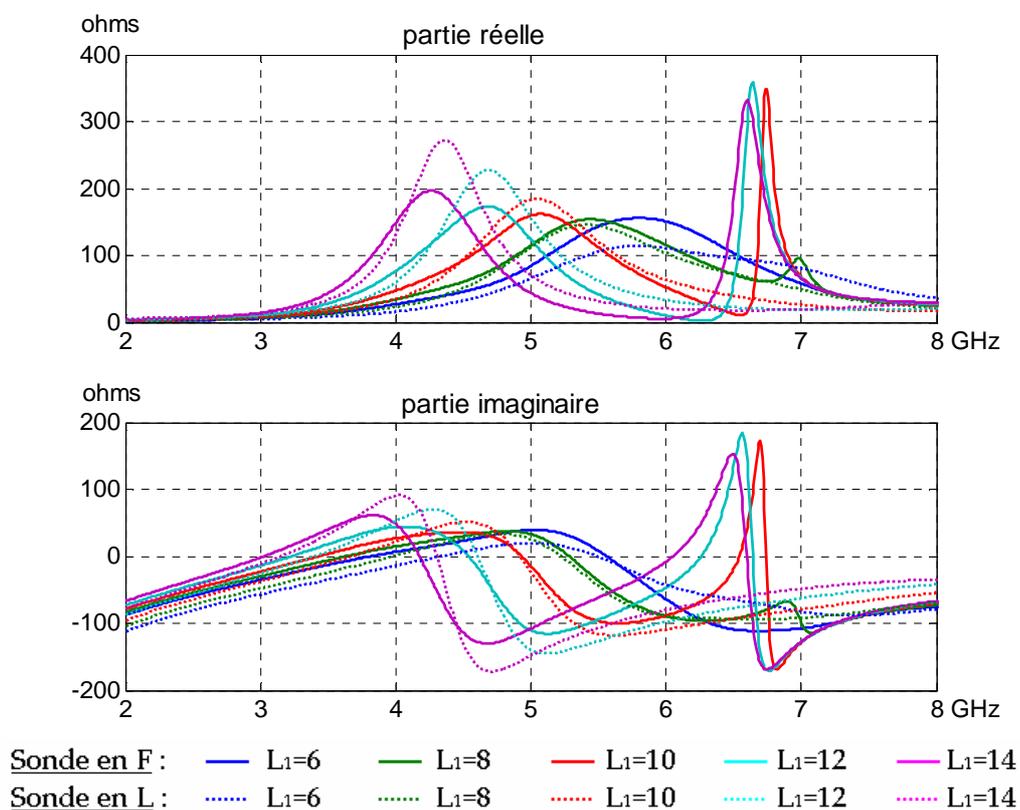


Figure 11 : Impédance d'entrée des sondes en F et L en fonction de L_1

D'après la Figure 11, nous pouvons conclure que :

- la valeur de L_1 influence la fréquence du premier pic de résonance.
- L_1 influence peu le second pic, sauf dans le cas où $L_1 + H_1 \approx L_2 + H_2$, pour lequel le second pic disparaît.
- la fréquence du premier pic de résonance est très proche de celle du pic de résonance de la sonde en L, particulièrement lorsque $L_1 \leq L_2$.

2.1.3. Variation de H_2

Nous considérons à présent la variation de H_2 dans la sonde n°1. L'évolution de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de H_2 est présentée sur la Figure 13. Nous avons également ajouté en traits pointillés l'impédance de la sonde en L de dimensions H_2 variable et $L_2 = 10$ mm.



Figure 12 : Sondes en F et L étudiées

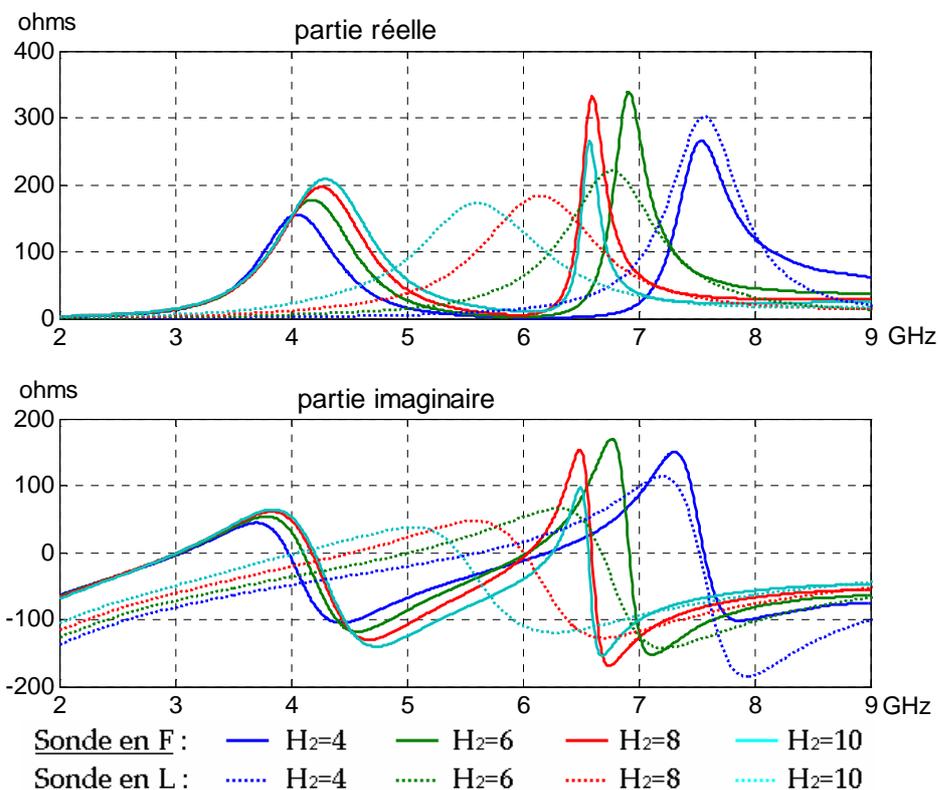


Figure 13 : Impédance d'entrée des sondes en F et L en fonction de H_2

La Figure 13 montre que :

- H_2 influence la fréquence du second pic de résonance.
- H_2 n'a quasiment aucune influence sur le premier pic.
- l'accord avec la sonde L pour la fréquence du pic de résonance n'est vérifié que pour $H_2 = 4$ mm.

2.1.4. Variation de L_2

L'évolution de l'impédance d'entrée de la sonde en F n°1 pour différentes valeurs de L_2 est présentée sur la Figure 15. Il y figure également l'impédance de la sonde en L de dimensions $H_2 = 8$ mm et L_2 variable.

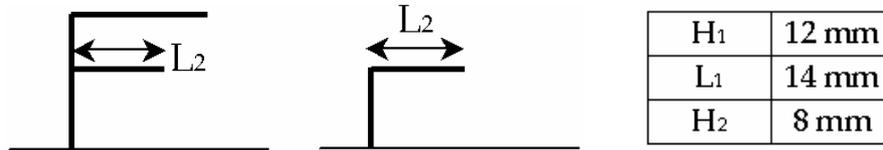


Figure 14 : Sondes en F et L étudiées

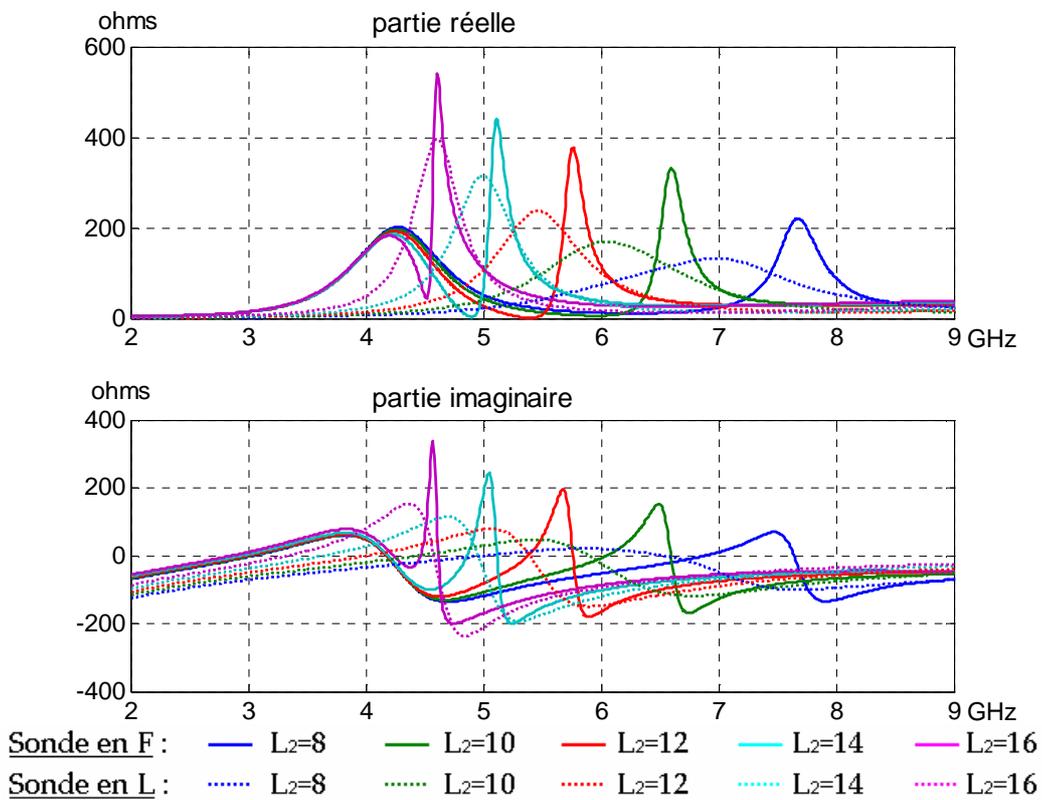


Figure 15 : Impédance d'entrée des sondes en F et L en fonction de L_2

La Figure 15 montre que :

- L_2 joue sur la fréquence du second pic de résonance.
- L_2 n'a pas d'influence sur le premier pic.
- il y a un bon accord entre les fréquences du second pic de résonance et du pic de résonance de la sonde en L pour $L_2 = 16$ mm.

2.1.5. Conclusion

L'étude paramétrique de la sonde n°1 de dimensions : $H_1 = 12 \text{ mm}$; $L_1 = 14 \text{ mm}$; $H_2 = 8 \text{ mm}$ et $L_2 = 10 \text{ mm}$ nous permet d'arriver à ces premières conclusions :

- la fréquence du premier pic de résonance semble dépendre de H_1 et L_1 .
- la fréquence du second pic de résonance semble dépendre essentiellement de H_2 et L_2 , mais H_1 et L_1 interviennent également.
- la comparaison entre le second pic de résonance et celui de la sonde en L de dimensions H_2 et L_2 est bonne dans les cas suivants : ($H_2 = 4$; $L_2 = 10$) et ($H_2 = 8$; $L_2 = 16$).

La dernière conclusion nous amène à formuler l'hypothèse que H_1 et L_1 ne jouent pas sur la fréquence du second pic de résonance dans le cas où $L_2 \geq 2 \times H_2$. Nous la vérifierons lors de l'étude de la sonde n°2.

2.2. Etude de la sonde n°2 : $H_1 = 12 \text{ mm}$, $L_1 = 10 \text{ mm}$, $H_2 = 6 \text{ mm}$, $L_2 = 12 \text{ mm}$

Nous étudions à présent une sonde en F vérifiant le critère $L_2 \geq 2 \times H_2$ (Figure 16). Comme précédemment, nous avons mené une étude paramétrique sur H_1 , L_1 , H_2 et L_2 et comparé la fréquence des pics de résonance à celle obtenue avec une sonde en L de mêmes dimensions.

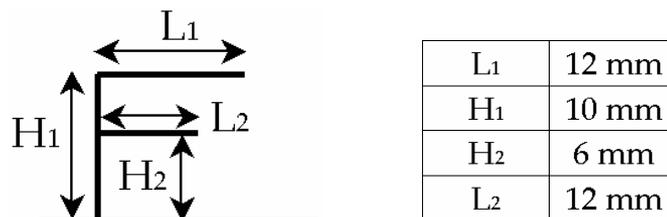


Figure 16 : Sonde en F n°2 : paramètres et dimensions

2.2.1. Variation de H_1

La Figure 17 présente l'évolution de l'impédance d'entrée de la sonde en F n°2 pour différentes valeurs de H_1 . En traits pointillés figurent les valeurs de l'impédance des sondes en L de dimensions (H_1 , L_1) et (H_2 , L_2).

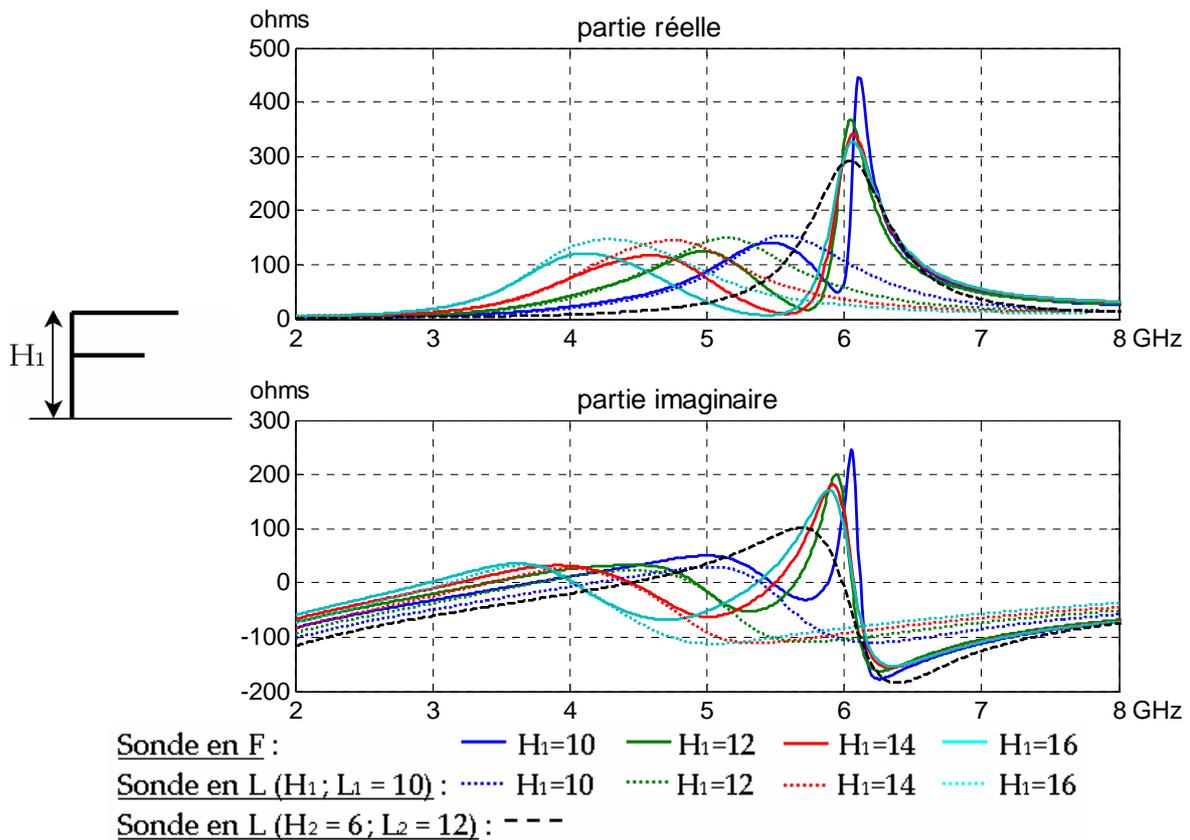


Figure 17 : Impédance d'entrée des sondes en F et L en fonction de H_1

D'après la Figure 17, nous remarquons que :

- il y a un très bon accord entre la fréquence du premier pic de résonance de la sonde en F et celle du pic de résonance de la sonde en L de dimensions (H_1, L_1).
- pour des valeurs faibles de H_1 , la fréquence du second pic est légèrement modifiée. Ceci met en évidence la présence de couplage entre les différentes parties de la sonde.

2.2.2. Variation de L_1

L'évolution de l'impédance d'entrée de la sonde en F n°2 pour différentes valeurs de L_1 est présentée sur la Figure 18. L'impédance des sondes en L de dimensions (H_1, L_1) et (H_2, L_2) a également été reportée.

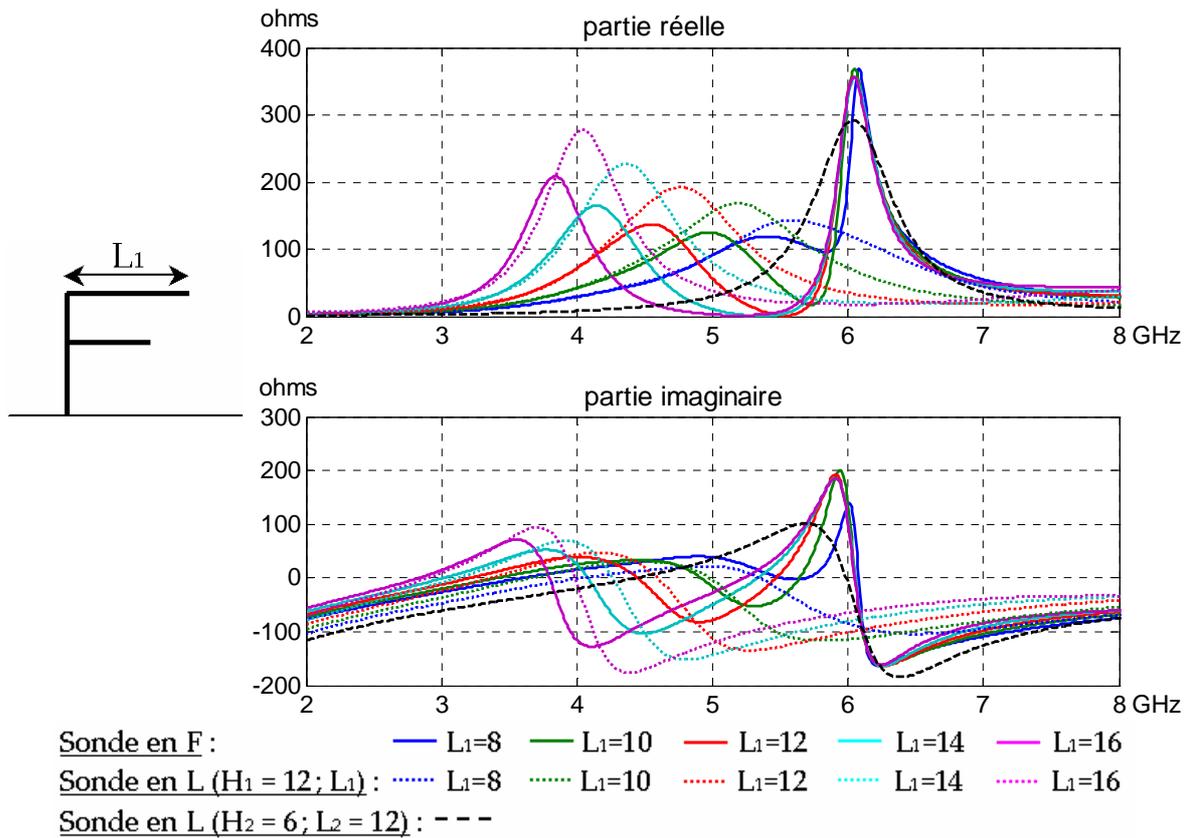


Figure 18 : Impédance d'entrée des sondes en F et L en fonction de L₁

La Figure 18 nous permet de conclure que :

- la fréquence du premier pic de résonance de la sonde en F est très proche de celle du pic de la sonde en L de dimensions (H₁, L₁) lorsque L₁ < L₂. Ceci confirme la conclusion du paragraphe 2.1.2.
- il y a un très bon accord entre la fréquence du second pic de résonance et celle de la sonde en L de dimensions (H₂, L₂), le critère L₂ ≥ 2 x H₂ étant respecté.

2.2.3. Variation de L₂

Nous présentons sur la Figure 19 les résultats de l'étude paramétrique sur la longueur L₂.

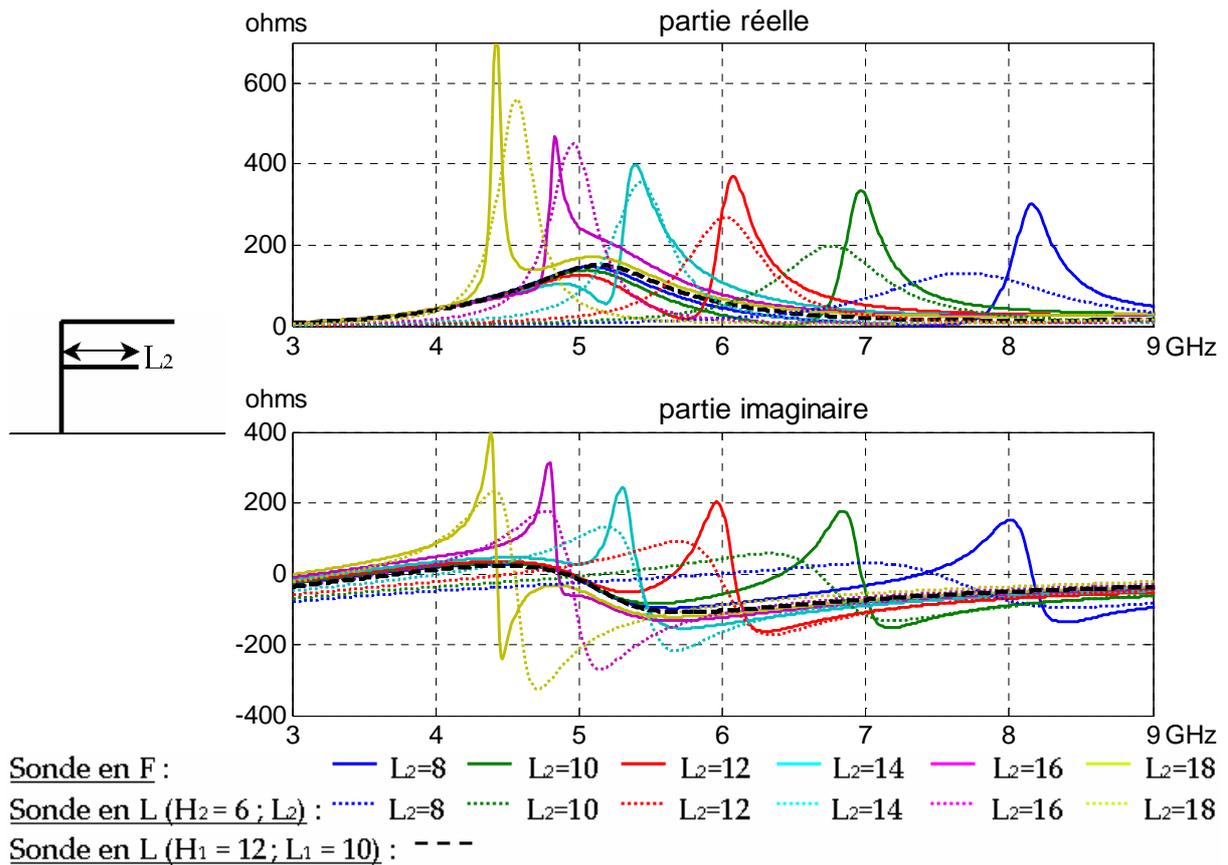


Figure 19 : Impédance d'entrée des sondes en F et L en fonction de L₂

La Figure 19 confirme que lorsque le critère $L_2 \geq 2 \times H_2$ est respecté (ici pour $L_2 \geq 12$ mm), l'accord entre la fréquence du second pic de résonance et celle du pic de la sonde en L de dimensions (H_2, L_2) est bon.

Il est intéressant de noter que cet accord est encore valable lorsque la fréquence du second pic de résonance devient inférieure à celle du premier pic, comme dans le cas $L_2 = 18$ mm. Ceci renforce l'idée que les deux pics de résonance sont plus ou moins indépendants l'un de l'autre, le phénomène de couplage intervenant alors essentiellement pour des fréquences comprises entre les deux pics de résonance. Nous reviendrons plus loin sur ce point.

2.2.4. Variation de H₂

La Figure 20 montre l'évolution de l'impédance d'entrée de la sonde en F n°2 lorsque H₂ varie, ainsi que des sondes en L de dimensions (H_1, L_1) et (H_2, L_2).

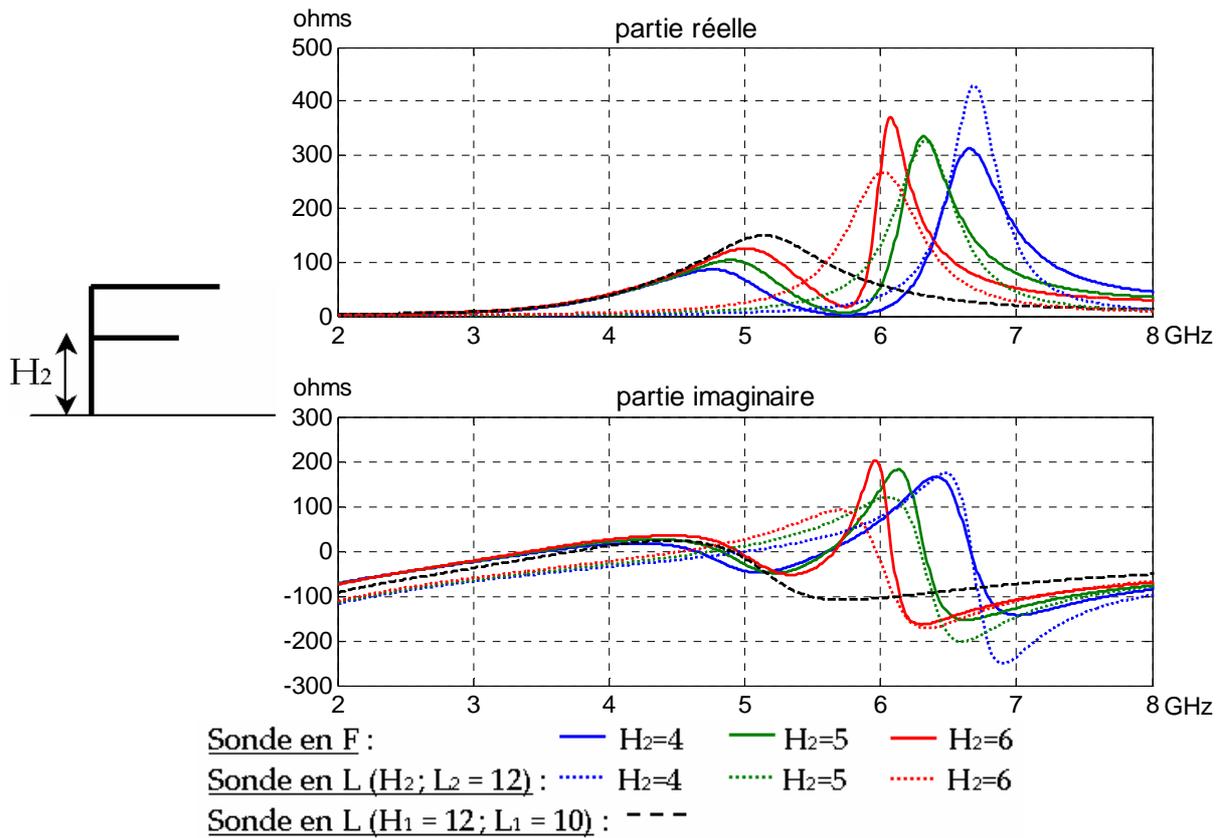


Figure 20 : Impédance d'entrée des sondes en F et L en fonction de H_2

La Figure 20 confirme que, lorsque $L_2 \geq 2 \times H_2$, l'accord entre la fréquence du second pic de résonance de la sonde en F et celle du pic de la sonde en L de dimensions (H_2, L_2) est bon. On remarque que pour $H_2 = 4$ mm, la fréquence du premier pic est légèrement modifiée. Si on souhaite que les deux pics de résonance soient indépendants l'un de l'autre, on veillera donc à prendre une valeur de H_2 un peu plus élevée, comme $H_2 = 6$ mm, ce qui correspond à la condition $H_2 > 0.1 \lambda_{\text{par}2}$ où $\lambda_{\text{par}2}$ est la longueur d'onde de la 2^{ème} résonance parallèle.

2.2.5. Observation des courants sur la sonde

Nous rappelons sur la Figure 21 l'évolution de l'impédance d'entrée de la sonde en F n°2 de dimensions $H_1 = 12$ mm ; $L_1 = 10$ mm ; $H_2 = 6$ mm et $L_2 = 12$ mm, ainsi que des deux sondes en L : (H_1, L_1) et (H_2, L_2).

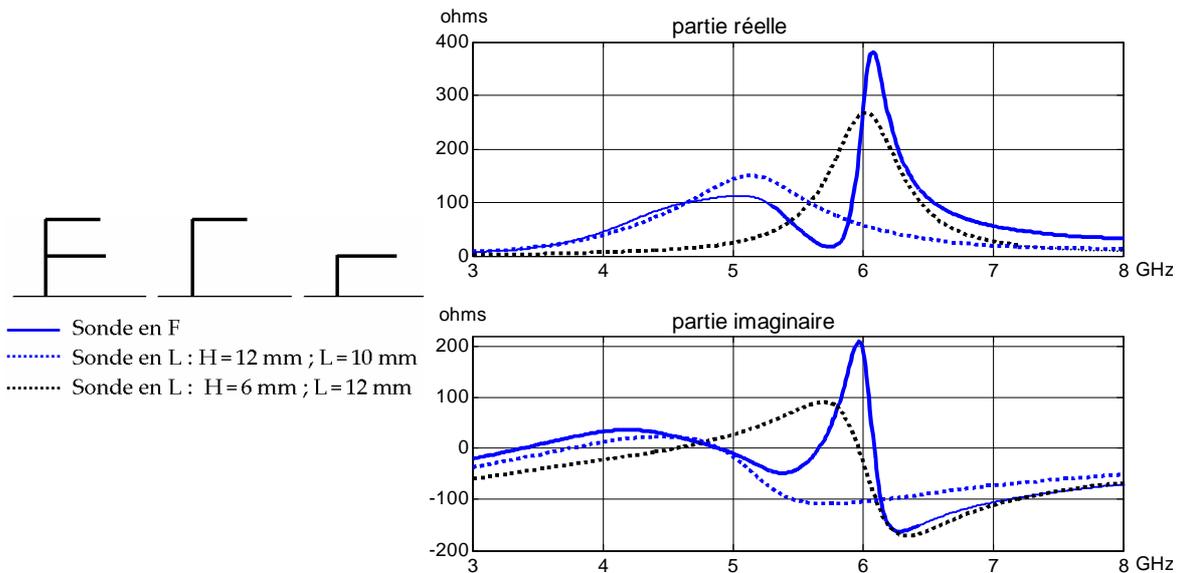


Figure 21 : Evolution de l'impédance d'entrée de la sonde en F n°2 et des 2 sondes en L associées

La Figure 22 montre la valeur absolue de la densité de courant surfacique de la sonde, obtenue grâce au logiciel Microwave Studio, aux deux fréquences des pics de résonance (4.89 GHz et 6.08 GHz) et à la fréquence 5.66 GHz pour laquelle l'impédance d'entrée est très faible.

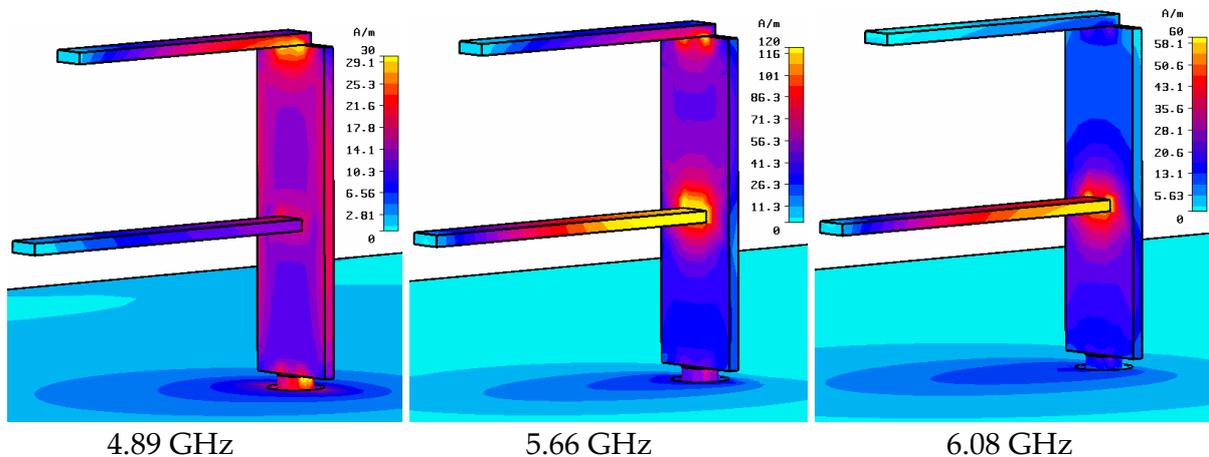


Figure 22 : Courant surfacique sur la sonde à différentes fréquences

A 4.89 GHz, le courant est essentiellement situé sur le ruban vertical et le ruban horizontal supérieur. Ceci confirme, par conséquent, que le ruban inférieur a peu d'influence à cette fréquence.

A 5.66 GHz, la densité de courant maximale est trois fois plus élevée qu'à 4.89 GHz. Le courant est important sur les deux rubans horizontaux et l'observation de la phase (non présentée ici) montre que le courant du brin supérieur est en opposition de phase avec celui du brin inférieur. A cette fréquence, le couplage est fort entre les deux rubans, ce qui explique que la courbe d'impédance de la sonde en F soit éloignée de chacune des courbes des sondes en L (H_1 , L_1) et (H_2 , L_2).

A 6.08 GHz, le courant est maximum sur le ruban horizontal inférieur, ce qui explique la faible influence de la hauteur et de la longueur du brin supérieur.

2.2.6. Conclusion

L'ensemble des études paramétriques de la sonde n°2 nous amène à conclure que lorsque $L_2 \geq 2 \times H_2$, $L_1 < L_2$ et $H_2 > 0.1\lambda_{par2}$, les deux fréquences de résonance parallèle ne dépendent que de H_1 et L_1 pour l'une et que de H_2 et L_2 pour l'autre.

Dans ce cas, chacune de ces fréquences est proche de la fréquence de résonance parallèle de la sonde en L de dimensions (H_1, L_1) ou (H_2, L_2) .

3. Etude de l'impédance d'entrée de la sonde en L seule

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que, sous certaines conditions, les fréquences des résonances parallèles de la sonde en F sont les mêmes que celle des sondes en L de dimensions (H_1, L_1) et (H_2, L_2) . C'est pourquoi nous proposons ici une étude de la sonde en L seule. Nous nous intéresserons comme précédemment à la résonance parallèle.

Le Tableau II présente la valeur de la première fréquence parallèle f_{par} pour différentes sondes en L (H, L) . La largeur du ruban horizontal est fixée à 1.2 mm, celle du ruban vertical varie : elle est de 1.2 mm pour le tableau de gauche et de 3.6 mm pour celui de droite.

Le Tableau III présente la valeur du rapport $H+L/\lambda_{par}$ pour les différentes sondes en L (H, L) .

L \ H	6	8	10	12	14	16
6	8.98	7.61	6.72	6.01	5.43	4.98
8	7.90	6.91	6.17	5.55	5.08	4.65
10	7.06	6.29	5.66	5.16	4.73	4.33
12	6.38	5.74	5.22	4.80	4.40	4.07
14	5.81	5.28	4.84	4.46	4.13	3.85
16	5.35	4.88	4.50	4.17	3.89	3.65

largeur du ruban vertical : 1.2 mm

L \ H	6	8	10	12	14	16
6	8.35	7.12	6.25	5.55	5.03	4.42
8	7.48	6.60	5.82	5.26	4.72	4.23
10	6.67	5.97	5.39	4.90	4.42	4.05
12	5.97	5.42	4.96	4.53	4.16	3.86
14	5.40	4.95	4.56	4.21	3.93	3.68
16	4.94	4.55	4.23	3.94	3.71	3.49

largeur du ruban vertical : 3.6 mm

Tableau II : fréquence de la résonance parallèle f_{par} en GHz pour différentes valeurs de H et L (mm)

L \ H	6	8	10	12	14	16
6	0.359	0.355	0.358	0.361	0.362	0.365
8	0.369	0.369	0.370	0.370	0.373	0.372
10	0.377	0.377	0.377	0.378	0.378	0.375
12	0.383	0.383	0.383	0.384	0.381	0.380
14	0.387	0.387	0.387	0.387	0.386	0.385
16	0.392	0.390	0.390	0.389	0.389	0.389

largeur du ruban vertical : 1.2 mm

L \ H	6	8	10	12	14	16
6	0.334	0.332	0.333	0.333	0.335	0.324
8	0.349	0.352	0.349	0.351	0.346	0.338
10	0.356	0.358	0.359	0.359	0.354	0.351
12	0.358	0.361	0.364	0.362	0.361	0.360
14	0.360	0.363	0.365	0.365	0.367	0.368
16	0.362	0.364	0.367	0.368	0.371	0.372

largeur du ruban vertical : 3.6 mm

Tableau III : valeur du rapport $H+L/\lambda_{par}$ pour différentes valeurs de H et L (mm)

Le Tableau II nous montre que pour une longueur totale $H + L$ constante, plus le ruban horizontal est grand, plus la fréquence de résonance est élevée. Néanmoins, la variation de la fréquence reste faible : ainsi, on note une variation de 7% entre la sonde $H = 16$ mm et $L = 6$ mm et celle de dimensions $H = 6$ mm et $L = 16$ mm du tableau de gauche.

D'après le Tableau III, on constate que le rapport $H+L/\lambda_{\text{par}}$ évolue peu pour des variations importantes des dimensions de la sonde.

Enfin, il est intéressant de noter la différence entre les tableaux de gauche et de droite : pour un ruban vertical plus large, la fréquence de résonance diminue. On retrouve ici les caractéristiques des monopôles épais.

En première approximation, nous pouvons conclure que la fréquence de résonance est proportionnelle à la longueur totale de la sonde.

Pour une largeur du ruban vertical de 3.6 mm, nous considérerons que $H + L = 0.36 \lambda_{\text{par}}$.

La Figure 23 montre l'évolution de l'impédance d'entrée pour différentes sondes en L de longueur totale 22 mm.

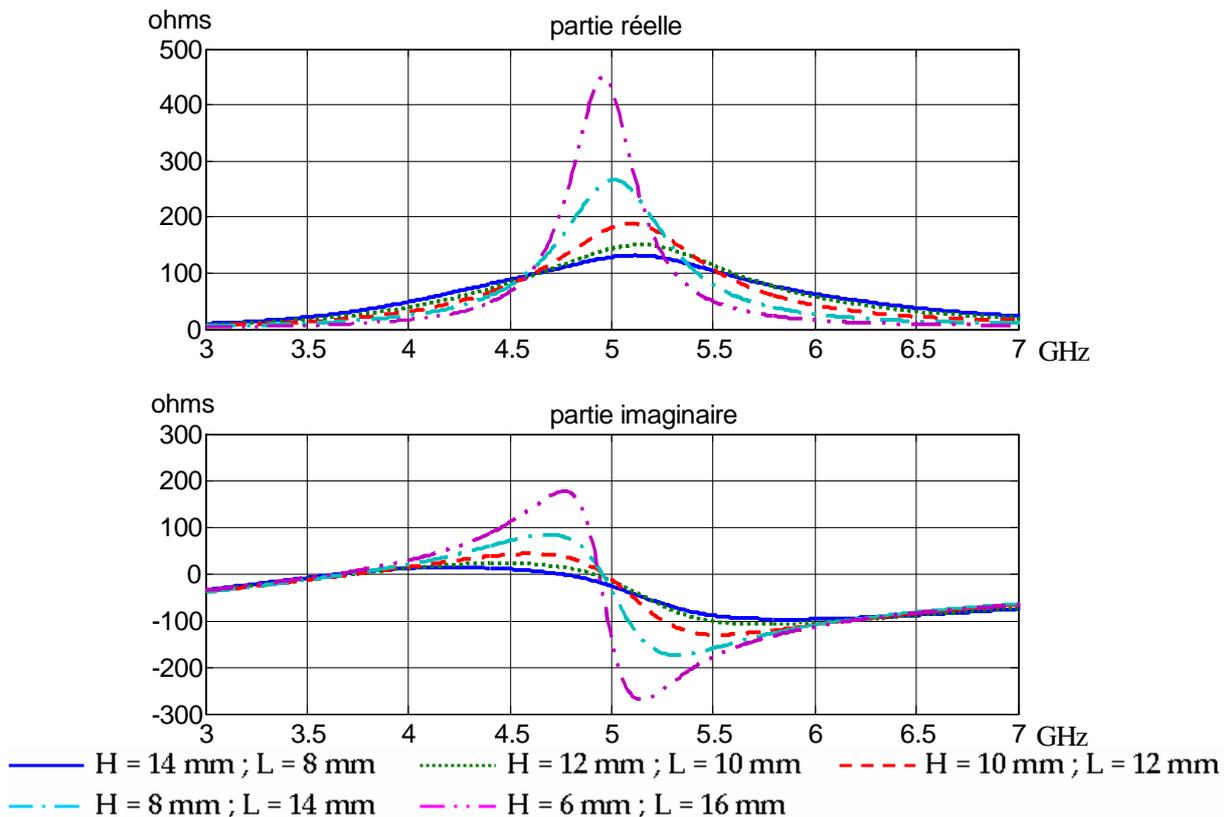


Figure 23 : Evolution de l'impédance d'entrée d'une sonde en L de longueur totale 22 mm pour différentes longueurs du ruban horizontal

Nous constatons que plus le rapport H/L est faible, plus la résonance est aiguë.

Dans le cas de la sonde en F, la contrainte $L_2 \geq 2 \times H_2$ impose un rapport H_2/L_2 faible, tandis que le rapport H_1/L_1 est libre, ce qui explique pourquoi la seconde résonance de la sonde en F seule est souvent plus aiguë que la première.

4. Méthodologie de conception d'une antenne alimentée par une sonde en F

Les différentes études menées dans les paragraphes précédents nous permettent de dégager la méthodologie de conception suivante :

1. choix des fréquences de résonance
2. conception de la sonde en F seule
3. ajout du patch triangulaire
4. optimisation finale

4.1. Choix des fréquences de résonance

4.1.1. Troisième fréquence de résonance

Nous souhaitons concevoir une antenne adaptée de 3 à 6 GHz. Nous savons que la 3^{ème} résonance, générée par H_2 et L_2 , est aiguë ce qui va engendrer une désadaptation de l'antenne ; nous choisissons donc sa fréquence légèrement au-delà de la fréquence haute de la bande passante, soit $f_{r3} = 6.1$ GHz.

4.1.2. Deuxième fréquence de résonance

La deuxième fréquence de résonance f_{r2} , générée par H_1 et L_1 , est fixée à 5.2 GHz. Comme nous l'avons vu sur la Figure 5 du paragraphe 1, cette fréquence va augmenter en présence du triangle, c'est pourquoi elle est relativement éloignée de la troisième résonance.

4.1.3. Première fréquence de résonance

D'après le paragraphe 1, cette résonance est générée par l'élément triangulaire. D'après [3], la première fréquence de résonance d'une antenne microruban avec un patch

triangle rectangle est : $f_{r0} = \frac{c}{2 L_p \sqrt{\epsilon_r}}$

où $c = 3 \cdot 10^8$ m.s⁻¹, L_p est la longueur du côté adjacent à l'angle droit et ϵ_r est la permittivité diélectrique du substrat.

Notre antenne étant dans l'air, $\epsilon_r = 1$, donc $f_{r0} = \frac{c}{2 L_p}$

L'angle au sommet est le même que dans le chapitre 2, soit 84°, le triangle est donc presque rectangle.

Néanmoins, cette formule n'est pas valable pour les substrats épais. Il est montré dans [4] que la fréquence de résonance diminue quand l'épaisseur du substrat augmente.

Soit f_0 , la fréquence de résonance pour un substrat épais.

D'après [4], $\frac{f_0}{f_{r0}} = 0.58$ pour un substrat d'épaisseur $0.21 \lambda_{r0}$

Pour un triangle de côté $L_p = 40$ mm, on obtient $f_{r0} = 3.75$ GHz et $f_0 = 2.18$ GHz pour une épaisseur $H = 17$ mm soit $0.21 \lambda_{r0}$.

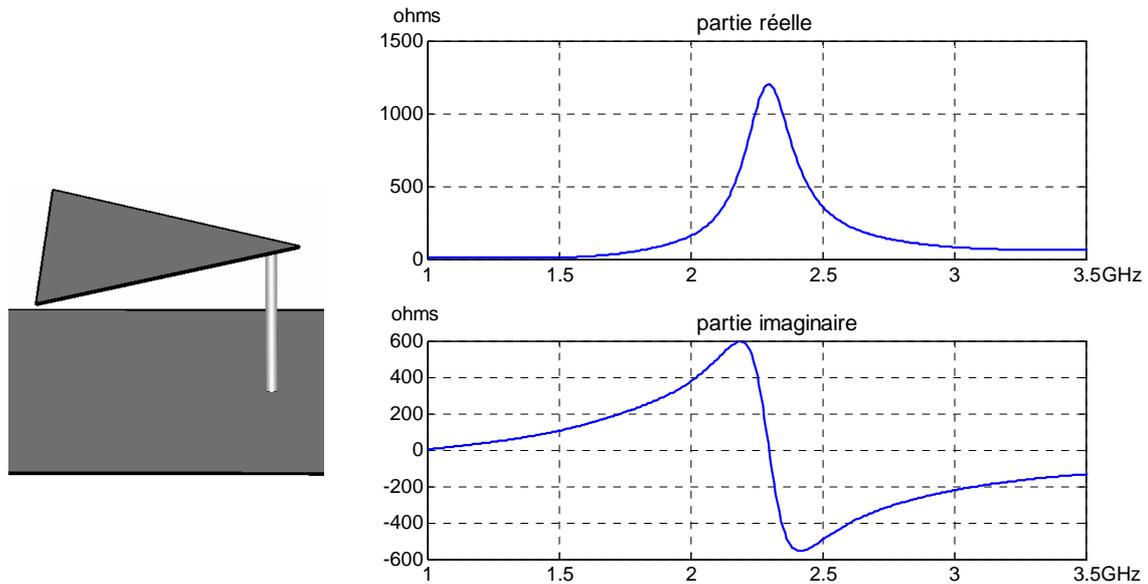


Figure 24 : Impédance d'entrée de la structure microruban présentée à gauche

La Figure 24 présente l'impédance d'entrée simulée d'une structure microruban composée d'un triangle de côté $L_p = 40$ mm, d'un substrat de permittivité égale à 1 et d'épaisseur 17 mm et d'un plan de masse : la fréquence de résonance est de 2.3 GHz, ce qui confirme les résultats obtenus ci-dessus.

Mais dans l'antenne "sonde en F + triangle" que nous voulons concevoir, le triangle n'est pas alimenté de la même façon que la structure de la Figure 24, ce qui va changer la fréquence de résonance du triangle. Ainsi sur la Figure 4, pour $L_p = 40$ mm, la première fréquence de résonance est égale à 3.2 GHz. L'alimentation par la sonde en F va donc induire une augmentation de la fréquence de résonance du triangle par rapport à une alimentation directe.

Finalement, la fréquence de résonance du triangle est peu différente de celle obtenue par la formule de la structure microruban avec un substrat infiniment fin. Nous utiliserons donc cette formule sans correction sur l'épaisseur du substrat.

Pour la structure que nous concevons, nous choisissons la 1^{ère} fréquence $f_{r1} = 3.75$ GHz, ce qui correspond à $L_p = 40$ mm.

4.2. Conception de la sonde en F seule

Comme nous l'avons montré dans les paragraphes précédents, la sonde en F génère la 2^{ème} et 3^{ème} résonance. En respectant les critères du paragraphe 2, i.e. $L_2 \geq 2 \times H_2$, $L_1 < L_2$ et $H_2 > 0.1 \times \lambda_{r3}$, la sonde en F peut être conçue à partir de 2 sondes en L.

Le paragraphe 3 nous a permis de conclure que la fréquence de résonance parallèle d'une sonde en L ayant un ruban vertical de largeur 3.6 mm est telle que $H + L = 0.36 \times \lambda_{par}$.

Nous avons choisi $f_{r2} = 5.2$ GHz et $f_{r3} = 6.1$ GHz, donc $\lambda_{r2} = 57.7$ mm et $\lambda_{r3} = 49.2$ mm.

Les sondes en L auront donc une longueur totale de :

$H_1 + L_1 = 0.36 \times 57.7 = 20.8$ mm et $H_2 + L_2 = 0.36 \times 49.2 = 17.7$ mm.

Nous proposons $H_1 = 10$ mm, $L_1 = 10.8$ mm, $H_2 = 5.9$ mm, $L_2 = 11.8$ mm, ce qui respecte les critères $L_2 \geq 2 \times H_2$, $L_1 < L_2$ et $H_2 > 0.1 \times \lambda_{r3}$.

Les notations utilisées sont celles de la Figure 1.

La largeur du ruban vertical est de 3.6 mm et celle des rubans horizontaux de 1.2 mm.

L'impédance d'entrée de cette sonde en F seule est présentée sur la Figure 25 et son adaptation sur la Figure 26.

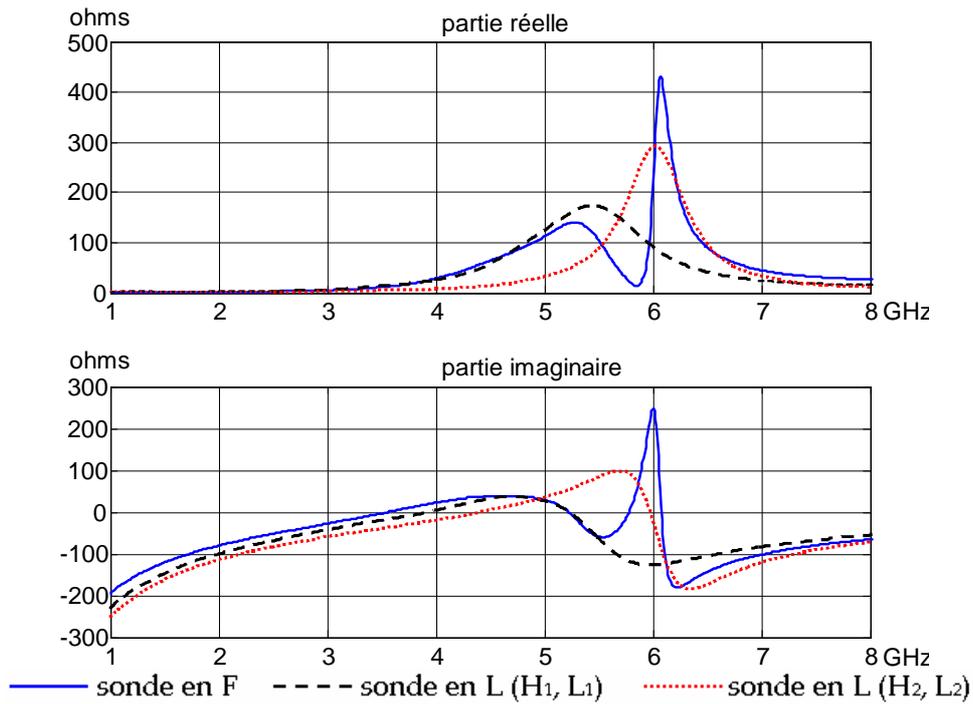


Figure 25 : Impédance d'entrée de la sonde en F seule et des 2 sondes en L associées

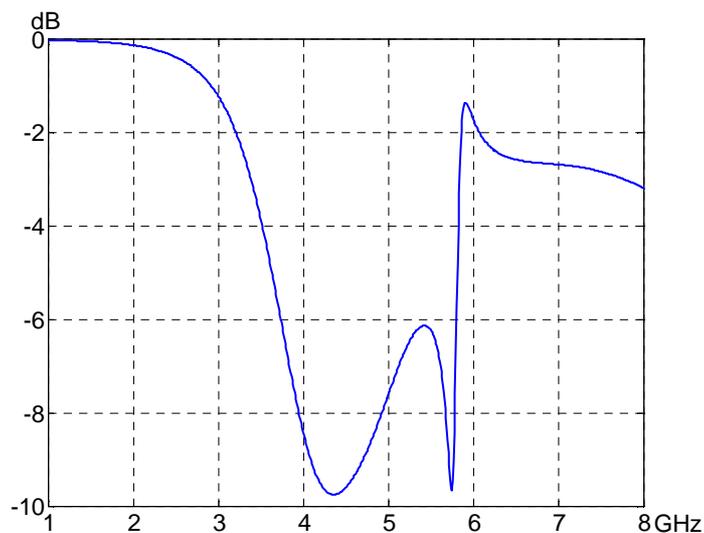


Figure 26 : Module du coefficient de réflexion de la sonde en F seule

La Figure 25 nous permet de vérifier une fois de plus que les résonances parallèles de la sonde en F correspondent à celles des sondes en L.

La Figure 26 montre que la sonde seule n'est pas adaptée, mais elle nous donne une première idée du résultat final, en présence du triangle.

4.3. Conception de la structure complète

Nous ajoutons l'élément rayonnant triangulaire de côté $L_p = 40$ mm au-dessus de la sonde en F précédente. D'après la Figure 5, nous savons que le triangle doit être "assez" proche de la sonde pour que sa résonance apparaisse. Dans un premier temps, nous avons choisi une hauteur H entre le triangle et le plan de masse de 14 mm. La Figure 27 présente l'impédance d'entrée de l'antenne et la Figure 28 montre le module du coefficient de réflexion.

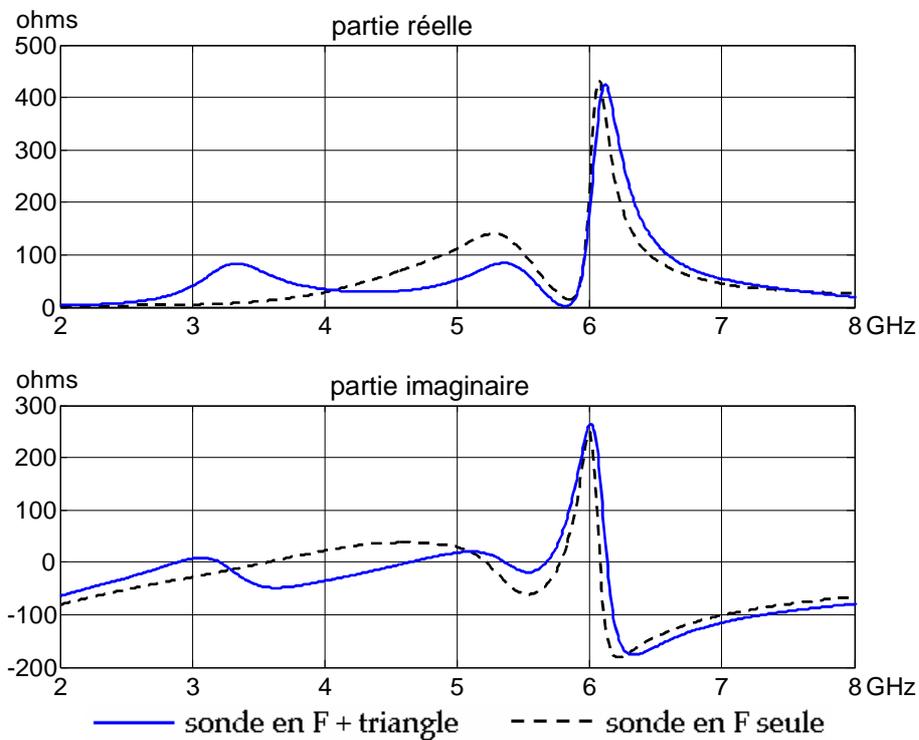


Figure 27 : Impédance d'entrée de la structure avec triangle et de la sonde en F seule

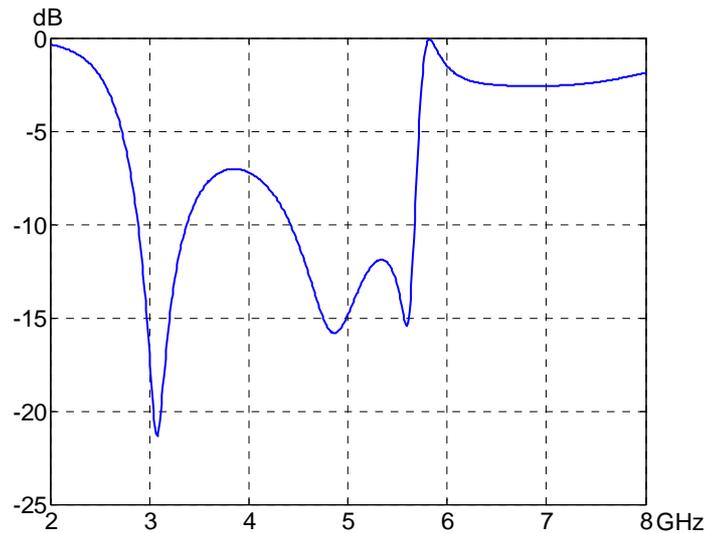


Figure 28 : Module du coefficient de réflexion de la structure avec triangle

La Figure 27 confirme l'apparition d'une troisième résonance due au triangle. On remarque que la 2^{ème} résonance s'est déplacée vers les hautes fréquences, comme nous l'avons déjà souligné à propos de la Figure 5. De plus, le maximum de sa partie réelle s'est abaissé, ce qui améliore l'adaptation de l'antenne. En revanche, la présence du triangle n'a pas d'effet sur la 3^{ème} résonance.

La Figure 28 nous donne des indications pour atteindre une adaptation à -10 dB entre 3 et 6 GHz. Ainsi, la fréquence basse de la bande passante est inférieure à 3 GHz, nous pouvons donc augmenter légèrement la 1^{ère} fréquence de résonance, ce qui permettra d'améliorer l'adaptation vers 4 GHz. Pour ce faire, la longueur du côté du triangle est diminuée à $L_p = 36$ mm. La nouvelle impédance d'entrée est présentée sur la Figure 29 et le module du coefficient de réflexion sur la Figure 30.

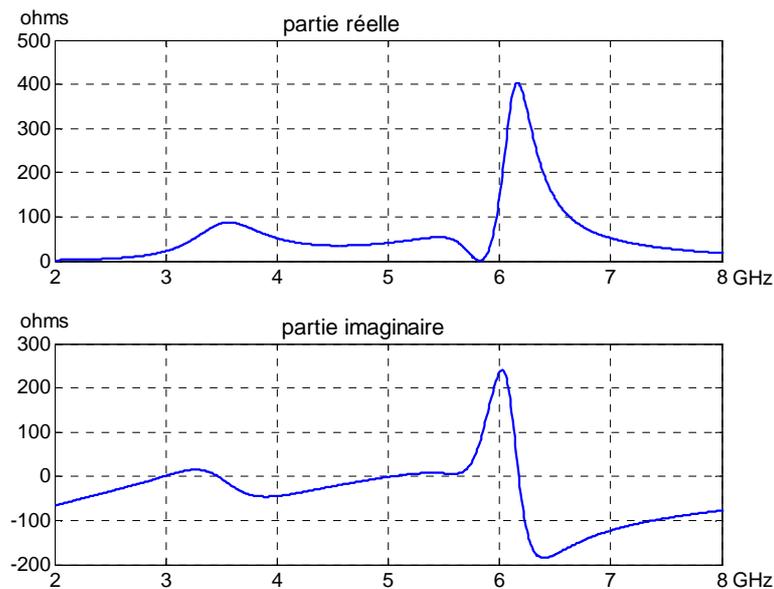


Figure 29 : Impédance d'entrée de l'antenne avec $L_p = 36$ mm

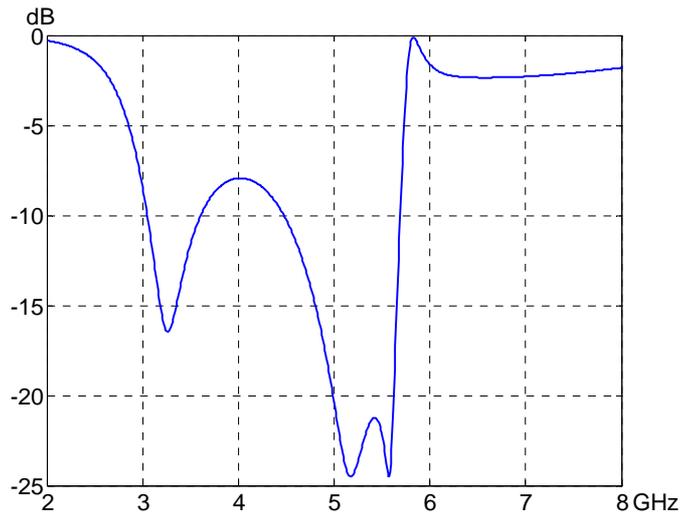


Figure 30 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne avec $L_p = 36$ mm

Nous constatons sur la Figure 29 que les fréquences de la 1^{ère} et de la 2^{ème} résonance ont légèrement augmenté. Sur la Figure 30, on remarque que la fréquence basse de la bande passante est de 3.05 GHz et que l'adaptation à 4 GHz s'est améliorée de 0.9 dB par rapport à la Figure 28.

Nous nous intéressons à présent à la fréquence haute de la bande passante qui est de 5.7 GHz sur la Figure 30. Pour l'augmenter, il faut agir sur la 3^{ème} résonance ; c'est pourquoi L_2 est diminuée à 10.8 mm et H_2 à 5.6 mm. L'impédance d'entrée est présentée sur la Figure 31 et le module du coefficient de réflexion sur la Figure 32.

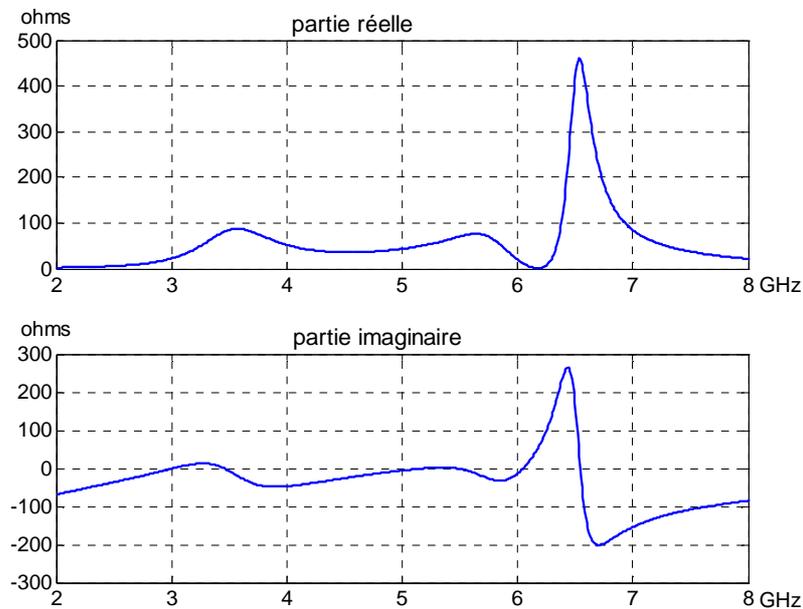


Figure 31 : Impédance d'entrée de l'antenne avec $L_2 = 10.8$ mm et $H_2 = 5.6$ mm

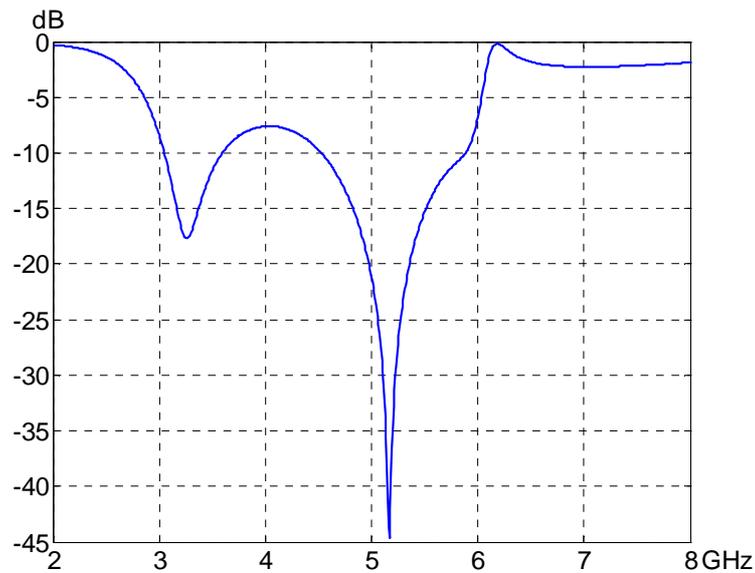


Figure 32 : Module du coefficient de réflexion avec $L_2 = 10.8$ mm et $H_2 = 5.6$ mm

La fréquence haute de la bande passante est de 5.9 GHz. La Figure 31 montre qu'il faut augmenter la fréquence de la 2^{ème} résonance pour atteindre une adaptation de -10 dB à 6.0 GHz.

La structure est donc à nouveau simulée avec $L_1 = 9.9$ mm. L'impédance d'entrée est présentée sur la Figure 33 et le module du coefficient de réflexion sur la Figure 34.

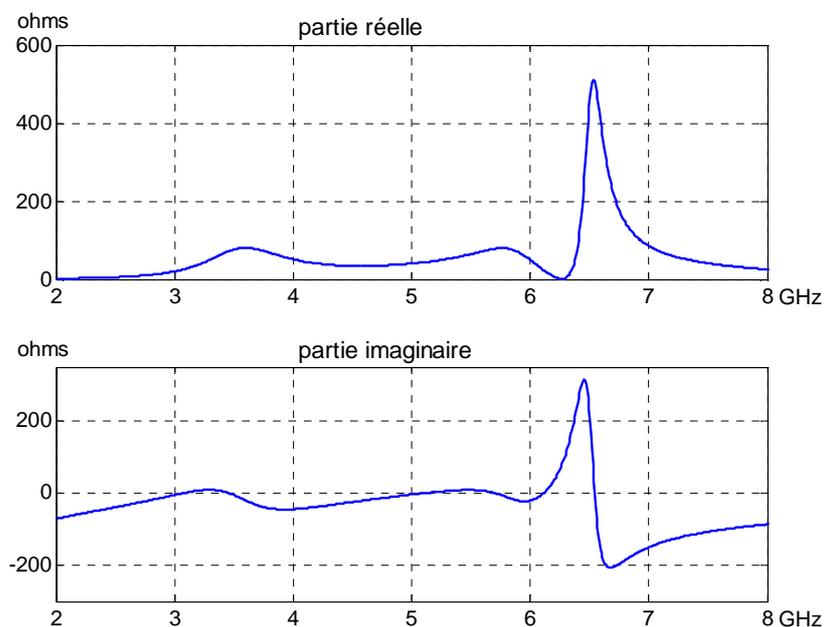


Figure 33 : Impédance d'entrée de l'antenne avec $L_1 = 9.9$ mm

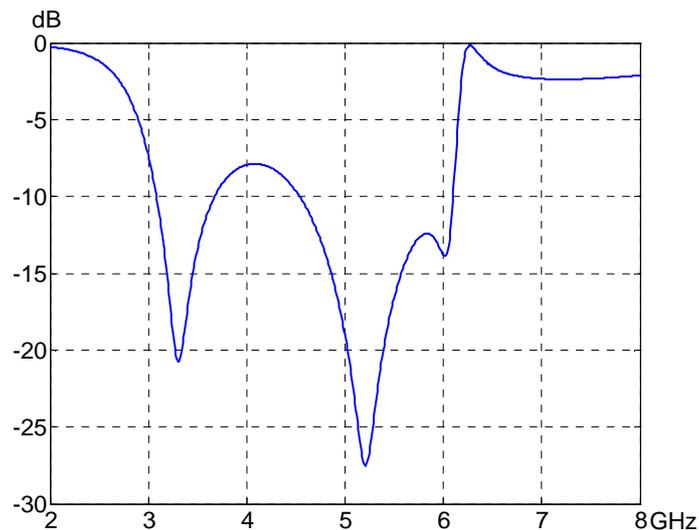


Figure 34 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne avec $L_1 = 9.9$ mm

Les limites de la bande passante désirée sont maintenant atteintes. Il reste à adapter l'antenne vers 4 GHz. Pour cela, la hauteur H entre le triangle et le plan de masse est augmentée à 14.9 mm, ce qui aura pour effet de rapprocher la 1^{ère} et la 2^{ème} résonance, comme cela a été constaté sur la Figure 5. En contre-partie, on peut s'attendre à une dégradation de l'adaptation vers 5.8 GHz ; celle-ci sera acceptable si elle n'est pas supérieure à -10 dB. Les résultats sont présentés sur la Figure 35 et la Figure 36.

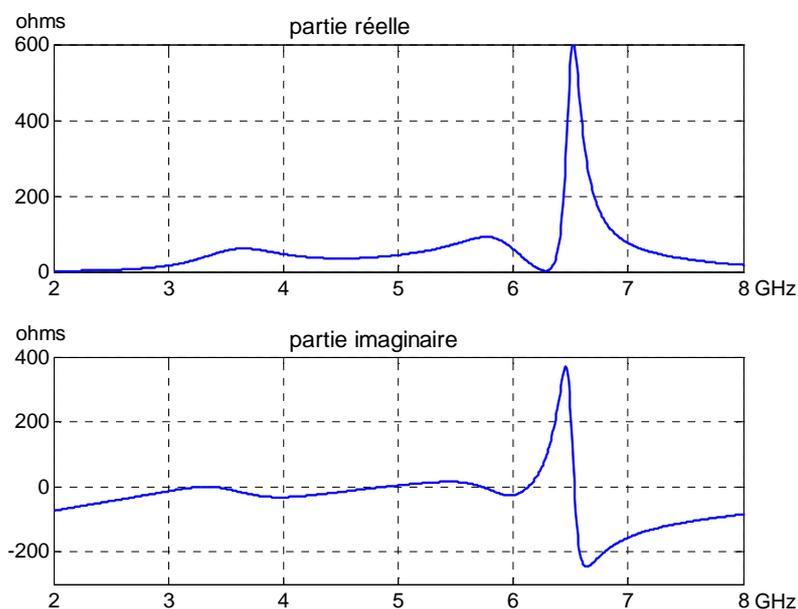


Figure 35 : Impédance d'entrée de l'antenne avec $H = 14.9$ mm

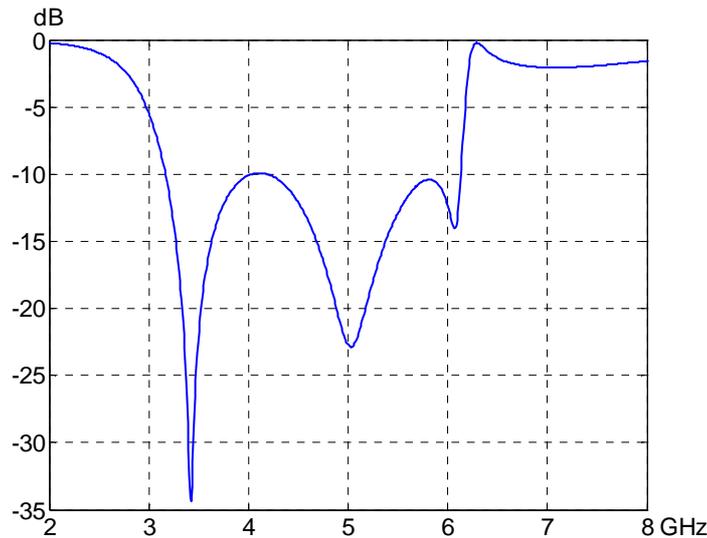


Figure 36 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne avec $H = 14.9$ mm

D'après la Figure 36, la bande passante à -10 dB de l'antenne optimisée est comprise entre 3.1 et 6.1 GHz. La réalisation et la caractérisation de cette antenne font l'objet du paragraphe 5.

4.4. Généralisation

Nous souhaitons montrer ici que la méthode de conception que nous avons élaborée est applicable avec d'autres types de sonde comportant n brins horizontaux. Nous considérons une sonde à 3 brins, représentée sur la Figure 37.

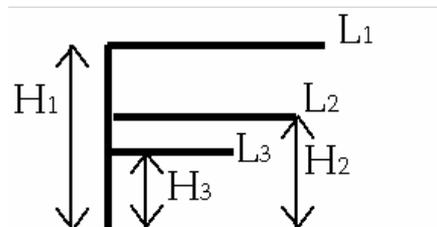


Figure 37 : Schéma de la sonde à 3 brins seule

La sonde choisie a les dimensions suivantes :

$H_1=15$ mm, $H_2=8$ mm, $H_3=6$ mm, $L_1=16$ mm, $L_2=13$ mm et $L_3=11$ mm

La largeur du ruban vertical est de 3.6 mm et celle des rubans horizontaux de 1.2 mm.

Les figures 38 à 43 présentent l'évolution de l'impédance d'entrée de la sonde à 3 brins seule et de la sonde en L de dimensions (H_1, L_1) , (H_2, L_2) ou (H_3, L_3) pour une variation des paramètres suivants : L_1 , H_1 , L_2 , H_2 , L_3 et H_3 .

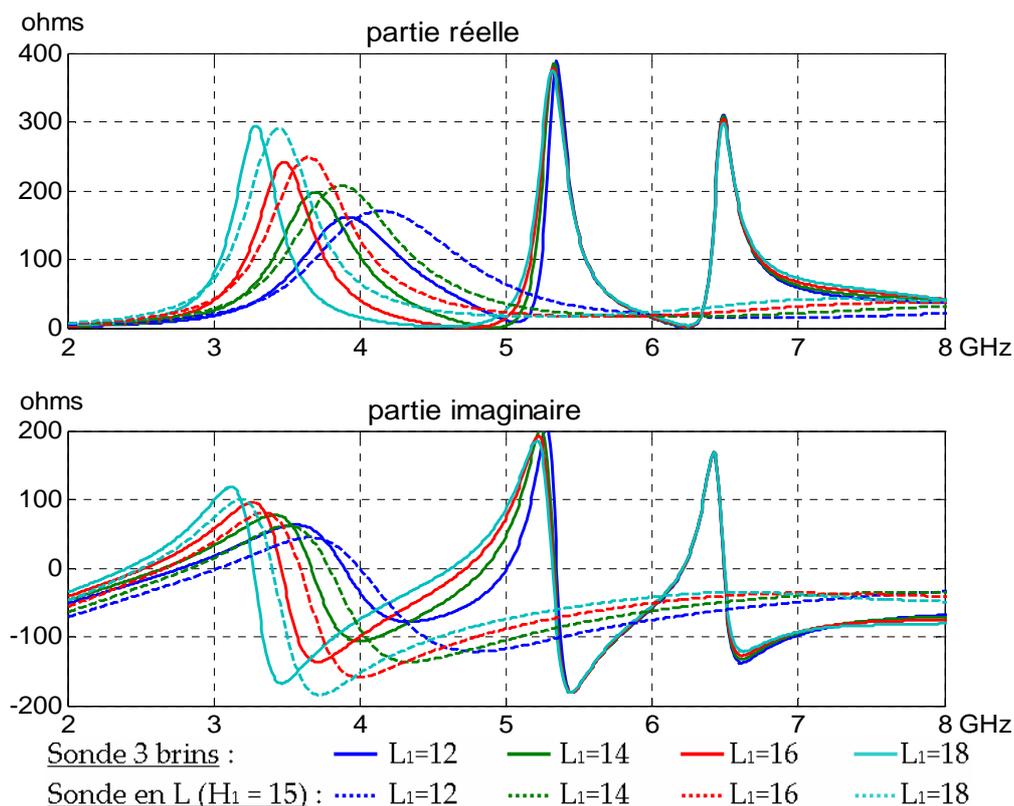


Figure 38 : Impédance d'entrée des sondes 3 brins et L en fonction de L₁

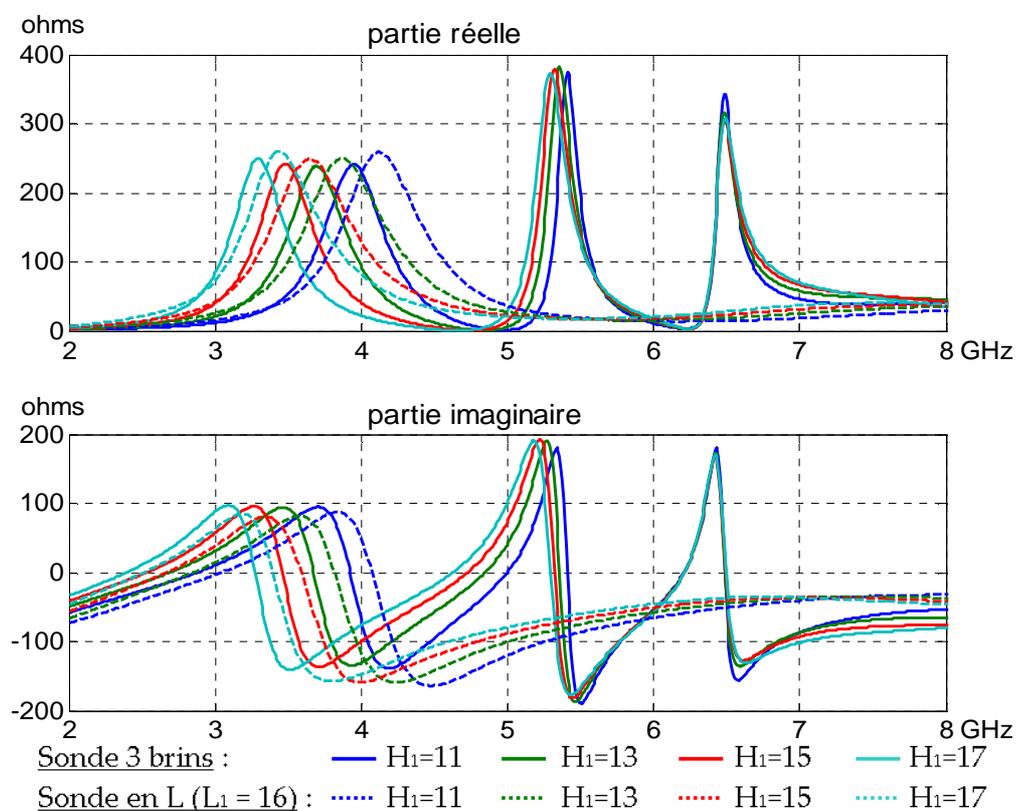


Figure 39 : Impédance d'entrée des sondes 3 brins et L en fonction de H₁

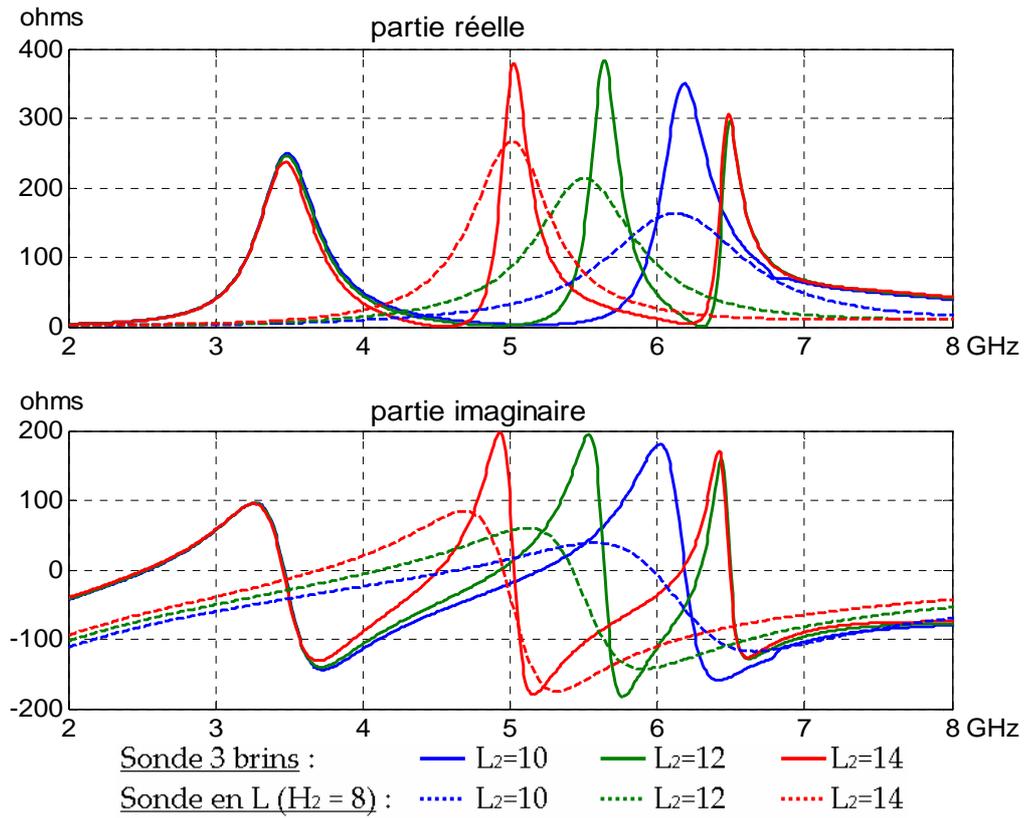


Figure 40 : Impédance d'entrée des sondes 3 brins et L en fonction de L_2

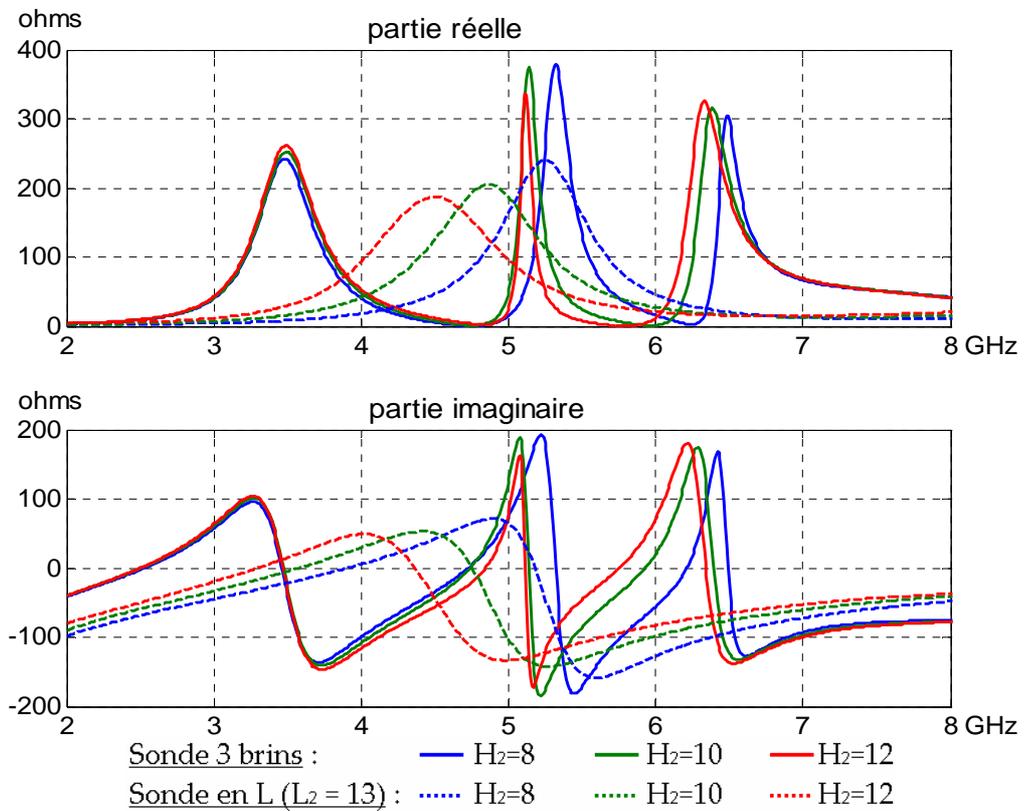


Figure 41 : Impédance d'entrée des sondes 3 brins et L en fonction de H_2

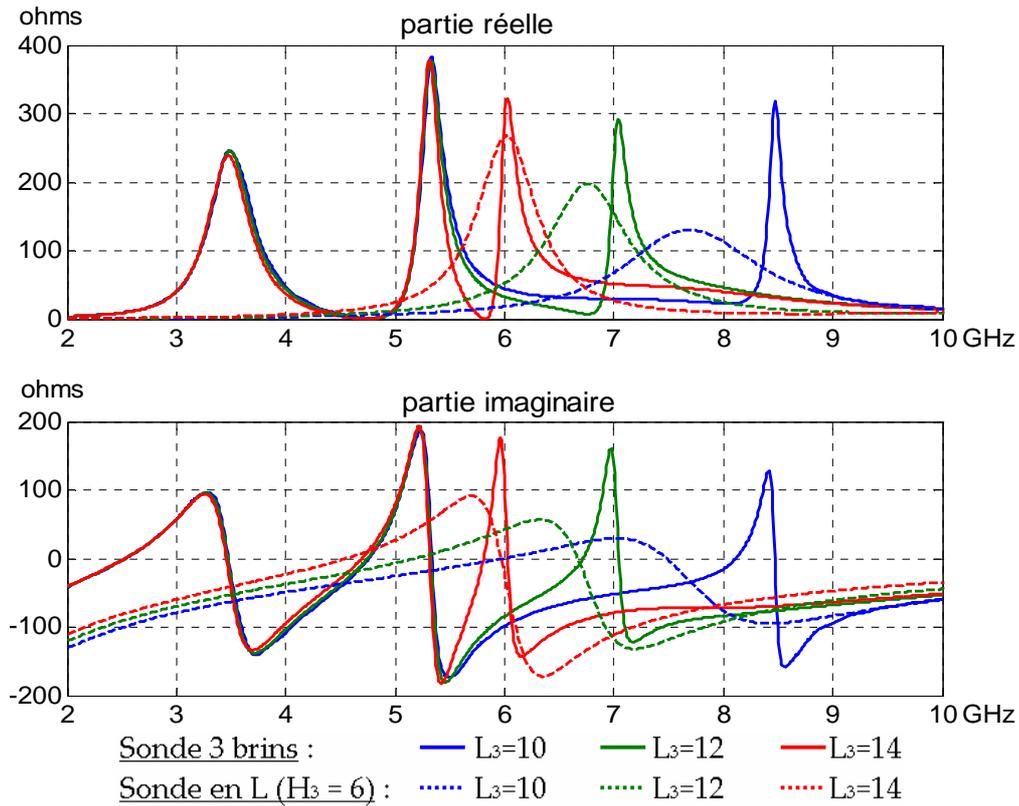


Figure 42 : Impédance d'entrée des sondes 3 brins et L en fonction de L_3

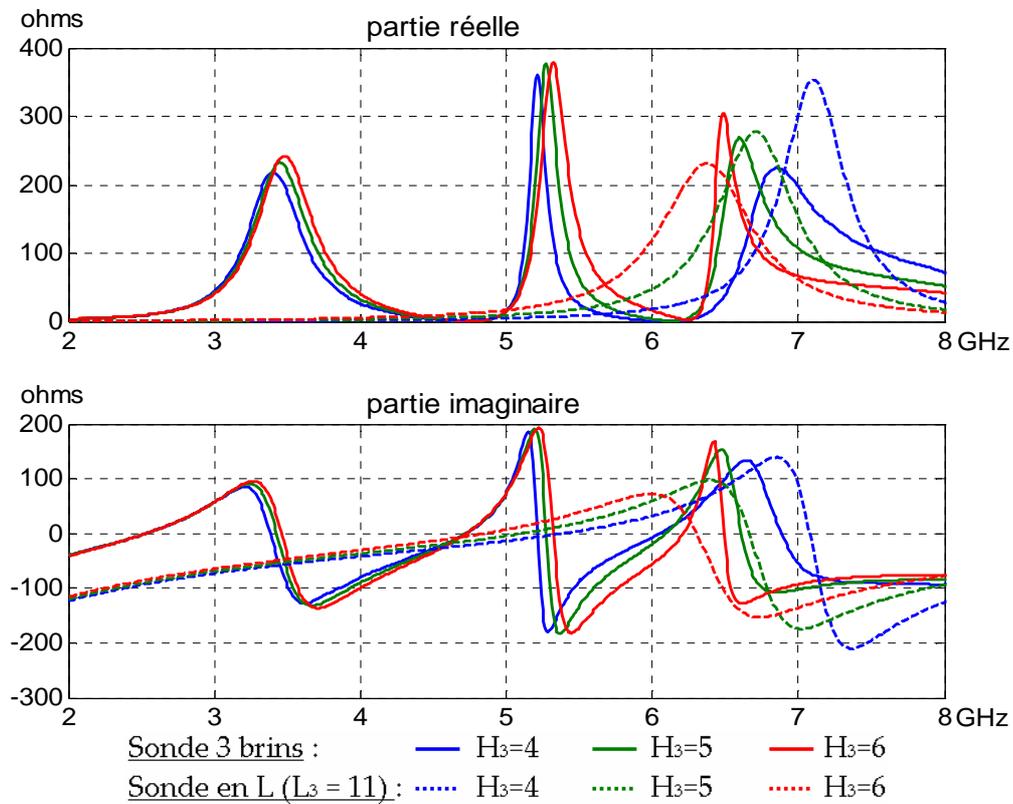


Figure 43 : Impédance d'entrée des sondes 3 brins et L en fonction de H_3

On constate que les paramètres H_1 et L_1 contrôlent la première fréquence de résonance parallèle, H_2 et L_2 la deuxième fréquence et H_3 et L_3 la troisième fréquence. L'accord avec les

fréquences de résonance des sondes en L est d'autant plus vérifié que les dimensions des brins inférieurs de la sonde se rapprochent des critères : $L_2 \geq 2 H_2$ et $L_3 \geq 2 H_3$ que nous avons déjà dégagés pour la sonde en F.

De plus, la Figure 43 montre que la hauteur H_3 du brin le plus proche du plan de masse doit être supérieure à $0.1 \lambda_{par3}$ pour avoir un bon accord avec la fréquence de résonance de la sonde en L. Cette condition avait également été mise en évidence pour la sonde en F.

Nous ajoutons ensuite un élément triangulaire au-dessus de la sonde de dimensions $H_1=15$ mm, $H_2=8$ mm, $H_3=6$ mm, $L_1=16$ mm, $L_2=14$ mm et $L_3=11$ mm. Le côté isocèle du triangle mesure $L_p = 50$ mm, l'angle au sommet est de 84° et la distance H entre le triangle et le plan de masse est de 22 mm. La Figure 44 montre l'impédance d'entrée de la structure avec et sans triangle.

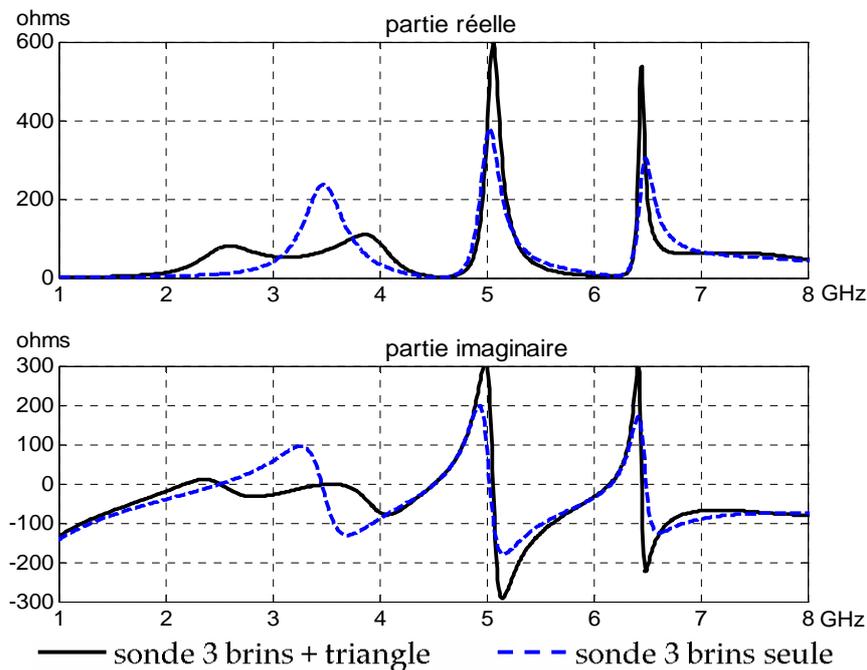


Figure 44 : Impédance d'entrée de la sonde à 3 brins avec et sans le triangle

Comme dans le cas de la sonde en F, l'ajout du triangle a généré une résonance supplémentaire. La présence du triangle a également décalé la 1^{ère} résonance de la sonde vers les hautes fréquences.

L'antenne présentée ici ne conduit pas à une augmentation significative de la bande passante car la 3^{ème} résonance est trop aiguë. Mais elle nous a permis de généraliser notre méthode de conception.

Il a été montré dans [5] qu'avec d'autres dimensions, l'ajout d'un troisième brin permet d'atteindre une bande passante de 80 %.

4.5. Conclusion

Cette partie nous a permis de mieux comprendre le fonctionnement des antennes patch alimentées par une sonde à n brins horizontaux. Par rapport à l'utilisation d'une sonde en L, la sonde en F permet de générer une résonance supplémentaire à haute fréquence qui compense la décroissance de la partie imaginaire de la résonance de la sonde en L et augmente la bande passante.

Nous avons pu établir que, sous certaines conditions, les résonances de ce type de sonde sont générées de façon indépendante, ce qui permet de les calculer à partir de la résonance d'une sonde en L et d'élaborer une méthodologie de conception.

La suite de ce chapitre est consacrée à la réalisation et à la caractérisation de l'antenne "sonde en F + triangle" obtenue au paragraphe 4.3.

5. Etude de l'antenne "sonde en F + triangle" optimisée

Dans ce paragraphe, nous présentons la réalisation et la caractérisation de l'antenne obtenue dans le paragraphe 4.3.

5.1. Réalisation de l'antenne

Les valeurs des différents paramètres sont rappelées dans le Tableau IV. On pourra se reporter à la Figure 1 pour leur signification.

paramètres	Valeur en mm	paramètres	Valeur en mm
D	1	H ₃	0.1
L _p	36	L ₁	9.9
H	14.9	L ₂	10.8
H ₁	10.0	w	3.6
H ₂	5.6	L _g	67

Tableau IV : Paramètres de l'antenne optimisée

L'angle au sommet du triangle isocèle est de 84°.

La Figure 45 montre le prototype réalisé. Pour obtenir un triangle plan et rigide, celui-ci a été découpé dans une feuille d'acier. La sonde est en cuivre et a été conçue de la même façon que celle du prototype du chapitre 2. Le plan de masse est en laiton.

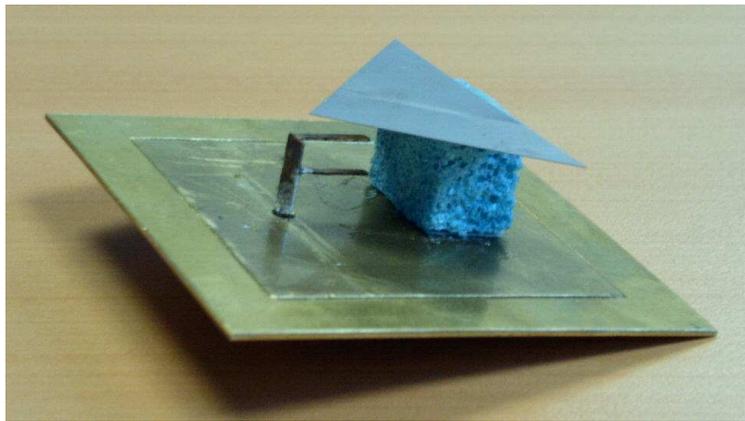


Figure 45 : Photo du prototype de l'antenne "sonde en F + triangle"

5.2. Adaptation de l'antenne

La Figure 46 présente l'impédance d'entrée de l'antenne sur l'abaque de Smith et le module du coefficient de réflexion.

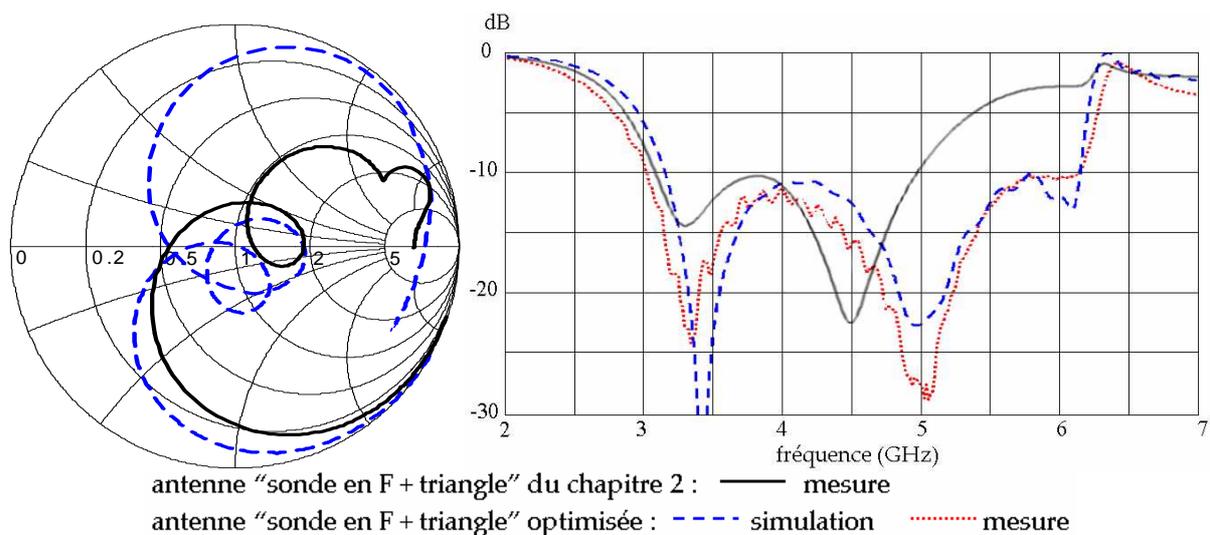


Figure 46 : Impédance d'entrée sur l'abaque de Smith (gauche) et module du coefficient de réflexion de l'antenne entre 2 et 7 GHz

Le module du coefficient de réflexion de la Figure 46 montre que l'antenne réalisée a une bande passante à -10 dB comprise entre 3.04 et 6.15 GHz soit un rapport de 2.04:1 ou 69%. La simulation présente un bon accord avec la mesure. Le résultat obtenu au chapitre 2 a été rappelé pour montrer l'impact du choix des fréquences de résonance sur la bande passante.

5.3. Influence de la taille du plan de masse sur le rayonnement

Comme nous l'avons montré au paragraphe 1.1, la taille du plan de masse a peu d'influence sur l'adaptation de l'antenne. En revanche, ce paramètre joue fortement sur le diagramme de rayonnement.

Nous rappelons sur la Figure 47 l'orientation de l'antenne par rapport aux axes x , y et z ainsi que la définition des angles θ et φ adoptée.

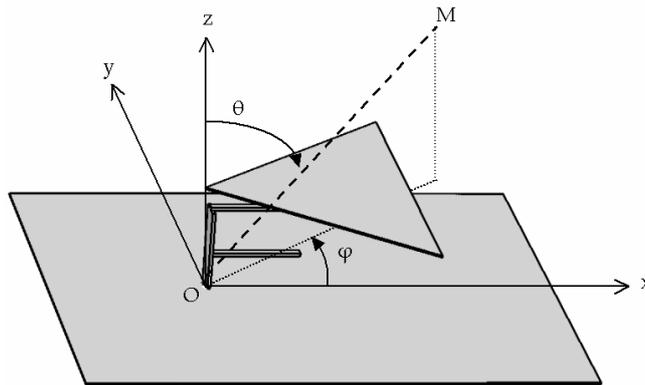
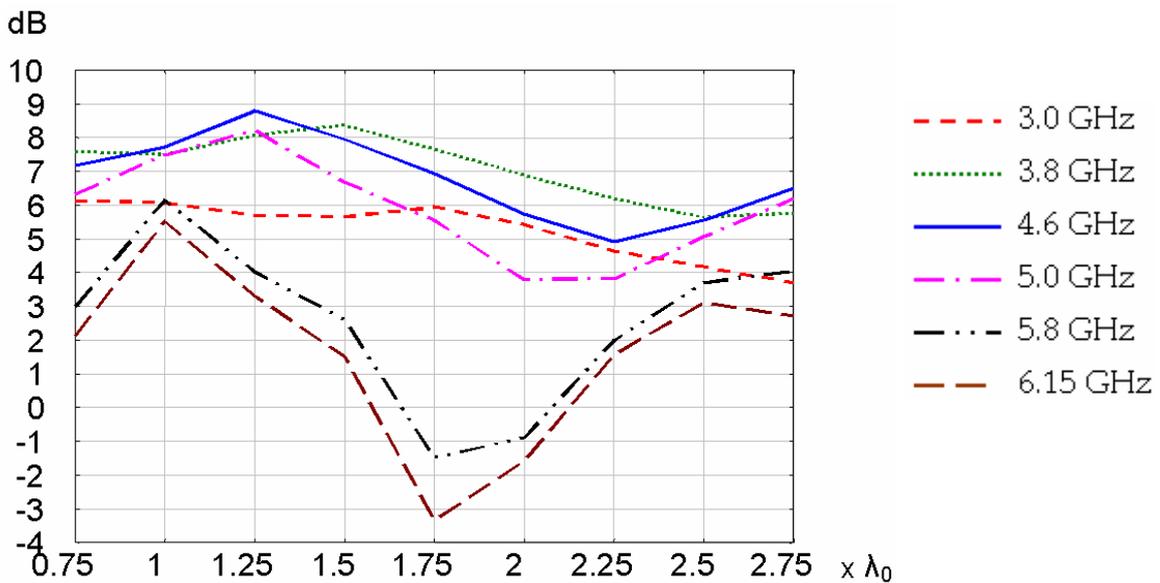


Figure 47 : Position de l'antenne dans l'espace Oxyz et définition des angles θ et φ

La Figure 48 présente l'évolution du gain dans la direction $\theta = 0^\circ$, $\varphi = 0^\circ$ en fonction de la longueur du côté du plan de masse à différentes fréquences de la bande passante.



(λ_0 est la longueur d'onde correspondant à la fréquence centrale de la bande passante : 4.5 GHz)

Figure 48 : Gain dans la direction $\theta = 0^\circ$, $\varphi = 0^\circ$ en fonction de la taille du plan de masse à différentes fréquences

D'après la Figure 48, le plan de masse de taille $\lambda_0 \times \lambda_0$ (soit 67 x 67 mm) induit la plus faible variation de gain dans la bande passante et la valeur moyenne la plus élevée. C'est pourquoi nous avons choisi ces dimensions pour le prototype.

Pour les plans de masse de taille différente, la direction du lobe principal varie, ce qui se traduit par une chute de gain notable dans la direction $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$.

La Figure 49 montre les diagrammes de rayonnement en trois dimensions à 6 GHz pour deux tailles de plan de masse : 116 x 116 mm ($1.75 \lambda_0 \times 1.75 \lambda_0$) et 67 x 67 mm ($\lambda_0 \times \lambda_0$).

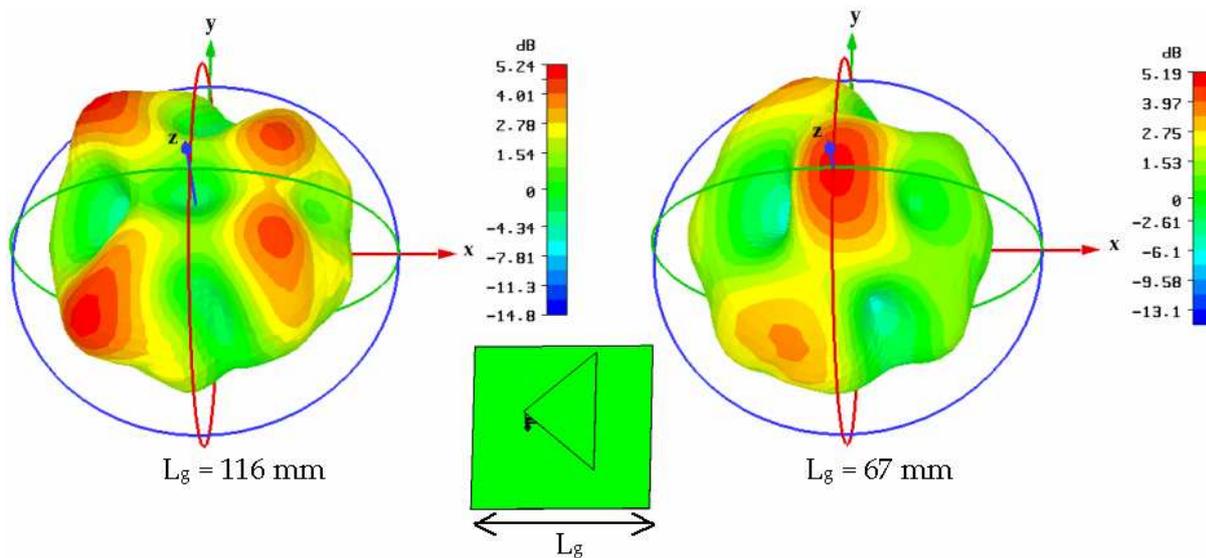


Figure 49 : Gain à 6 GHz pour un plan de masse carré de 116 mm (à gauche) et 67 mm (à droite)

Comme nous l'avons souligné précédemment, avec le plan de masse de 116 mm, le lobe principal n'est plus dans la direction $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$. Pour le plan de 67 mm, le lobe principal reste suivant l'axe z , mais il apparaît également 2 lobes secondaires pour $x < 0$ situés environ à la même position que pour le plan de 116 mm. Afin de comprendre la formation de ces différents lobes, nous avons étudié le champ proche à 6 GHz. La Figure 50 présente la composante suivant x du champ proche dans le plan $y = 0$ pour différentes valeurs de sa phase pour les plans de masse 116 mm et 67 mm. L'échelle est de type logarithmique.

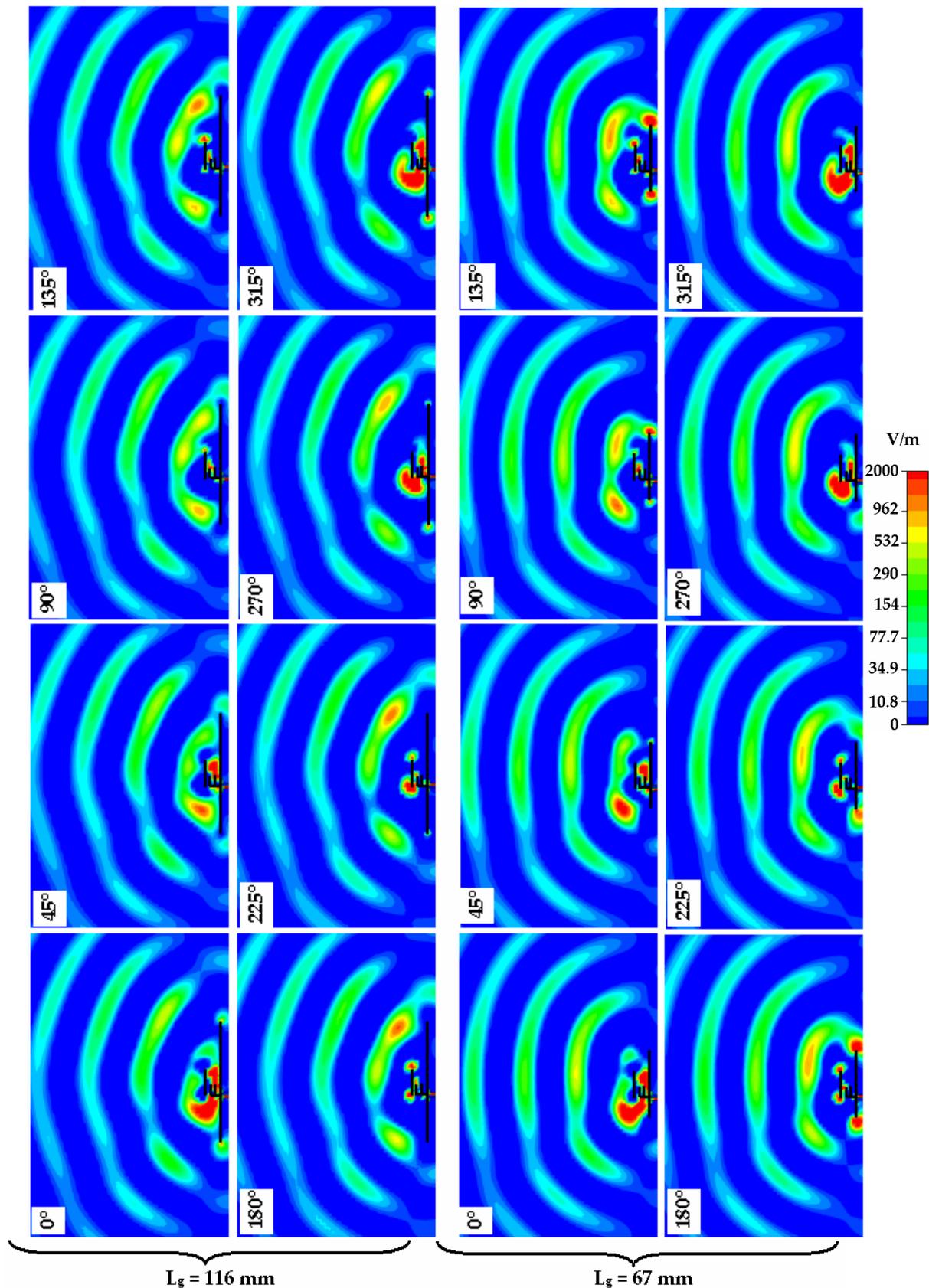


Figure 50 : Composante selon x du champ proche dans le plan $y = 0$ pour deux plans de masse différents à 6 GHz

Nous constatons que la formation des 2 lobes situés en $x < 0$ est similaire pour les deux cas : elle provient du rayonnement de la sonde et de la région du sommet du triangle ; il n'y a pas

de contribution du rayonnement du plan de masse à ces lobes. Pour la région $x > 0$, la base du triangle et la sonde participent au rayonnement dans la direction $\theta = 45^\circ$. Mais il apparaît ici une différence entre les deux plans ; en effet, pour $L_g = 67$ mm, le rayonnement du plan de masse s'ajoute au rayonnement de la sonde et du triangle, ce qui permet de changer la direction du lobe. A grande distance, on constate que le lobe s'est rapproché de $\theta = 0^\circ$. Pour $L_g = 116$ mm, le plan de masse ne contribue pas au rayonnement et le lobe reste dans la direction $\theta = 45^\circ$.

5.4. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement du prototype présenté sur la Figure 45 a été mesuré à l'IETR dans les plans E (plan XZ) et H (plan YZ) à différentes fréquences de la bande passante : 3.0, 4.2, 5.4 et 6.15 GHz. La Figure 51 montre un très bon accord entre la simulation avec Microwave Studio et la mesure à 4.6 GHz.

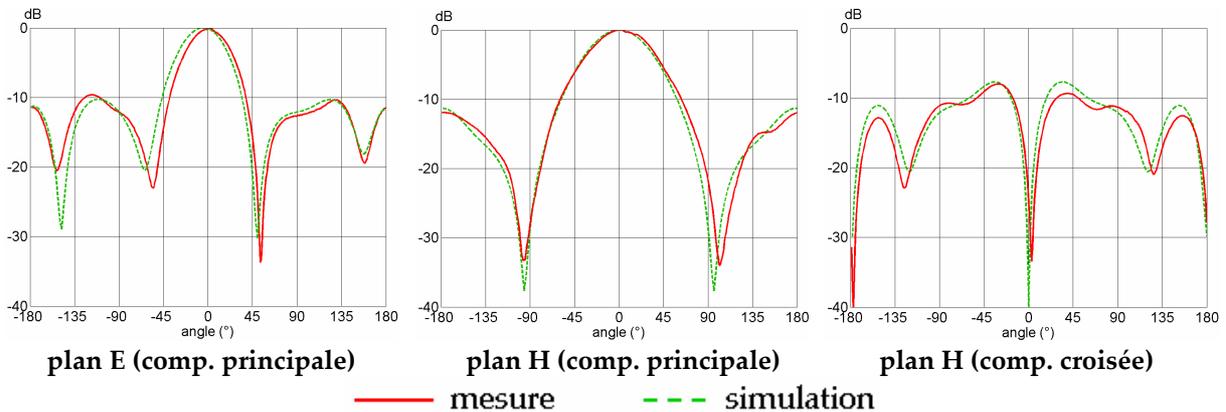


Figure 51 : Comparaison simulation-mesure à 4.6 GHz

La Figure 52 et la Figure 53 présentent l'évolution du diagramme de rayonnement mesuré dans la bande passante dans les plans E et H. Nous rappelons que ces diagrammes sont normalisés dans chaque plan.

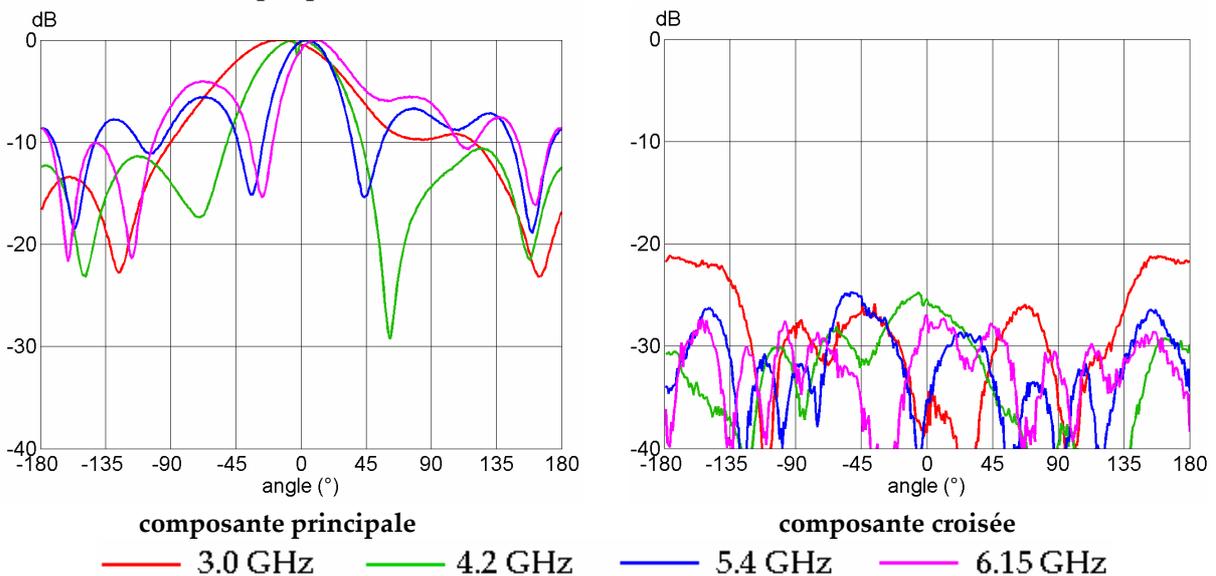


Figure 52 : Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E à 3.0, 4.2, 5.4 et 6.15 GHz

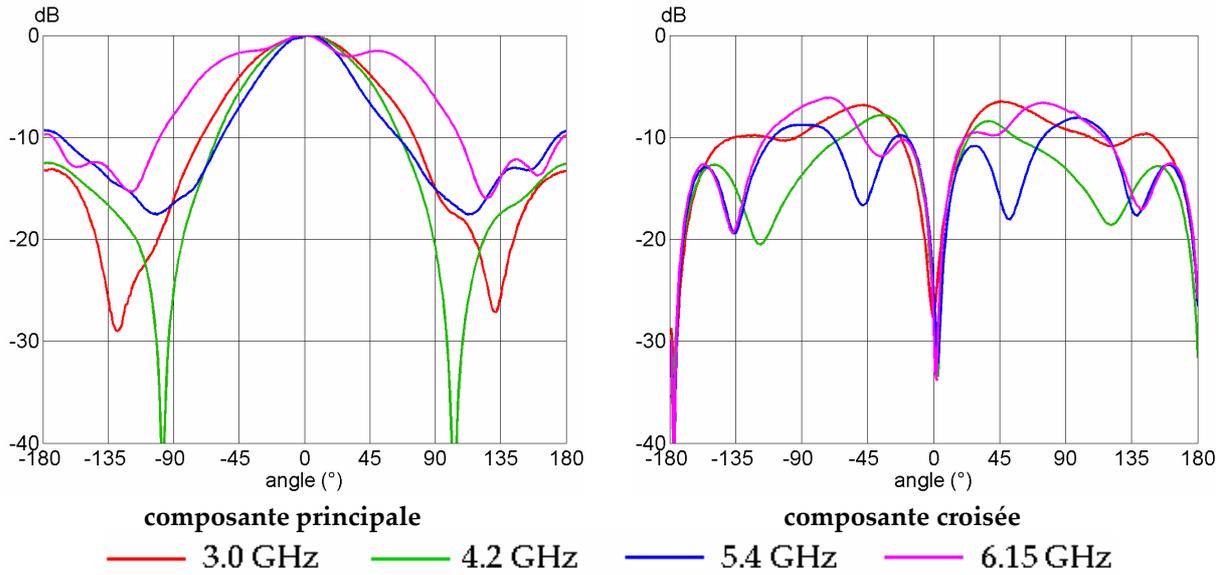


Figure 53 : Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan H à 3.0, 4.2, 5.4 et 6.15 GHz

Dans le plan E, la direction du lobe principal est assez stable : le dépointage maximal est d'une quinzaine de degrés. Comme pour l'antenne présentée dans le chapitre 2, la composante croisée est faible : inférieure à -20 dB.

Dans le plan H, la direction du lobe principale est stable. La composante croisée est faible dans la direction du lobe ; son maximum atteint -7 dB pour $\theta = \pm 60^\circ$.

La Figure 54 présente l'évolution du gain dans la direction $\theta = 0^\circ$, $\varphi = 0^\circ$ dans la bande passante.

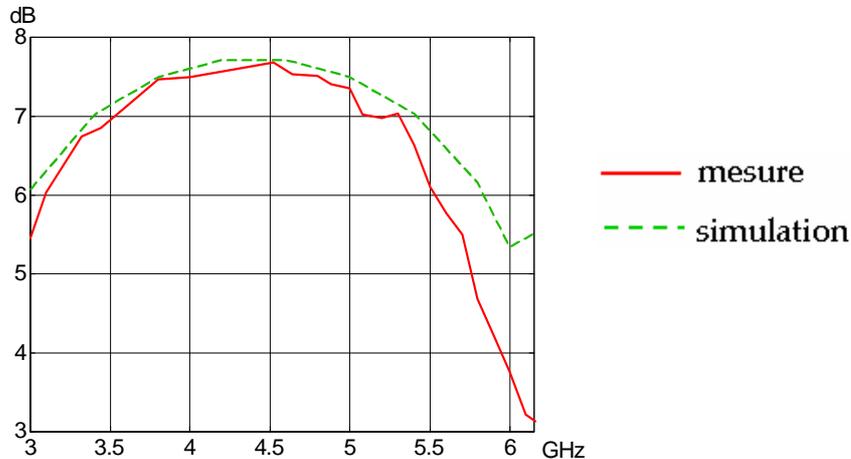


Figure 54 : Evolution du gain dans la direction $\theta = 0^\circ$, $\varphi = 0^\circ$: simulation et mesure

Le gain maximum est de 7.6 dB à 4.5 GHz, ce qui est assez élevé pour une antenne aussi compacte ($\lambda_0 \times \lambda_0 \times 0.2 \lambda_0$, plan de masse compris). Il est relativement stable jusqu'à 5.5 GHz, puis il diminue. Le gain moyen est de 6.1 dB. L'accord entre simulation et mesure est très bon, sauf à l'extrémité haute de la bande passante. Une nouvelle série de mesures serait nécessaire afin de confirmer ce phénomène.

6. Caractéristiques fréquentielles et temporelles spécifiques pour une utilisation en régime ultra large bande impulsif

En plus des caractéristiques "classiques" telles que l'adaptation et le diagramme de rayonnement, une antenne pour un système UWB (Ultra Wide Band en anglais ou Ultra Large Bande) doit respecter d'autres critères. Ainsi, parmi les types de modulation envisageables pour une communication UWB, certains n'utilisent pas de fréquence porteuse mais des impulsions très courtes comme, par exemple, la modulation par position (Pulse Position Modulation ou PPM). Dans ce cas, l'impulsion doit subir le moins possible de déformations lors de son passage à travers l'antenne d'émission, le canal, puis l'antenne de réception. Il est donc nécessaire de considérer la distorsion de l'impulsion lors de la conception d'une antenne UWB.

6.1. Fonction de transfert et réponse impulsionnelle : définitions

A l'émission, le système peut être représenté comme sur la Figure 55. $a_1(t)$ représente l'impulsion injectée.

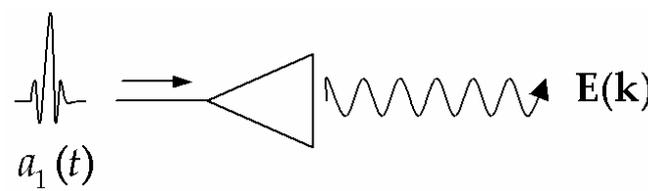


Figure 55 : Système à l'émission

Le champ lointain rayonné $\mathbf{E}(\mathbf{k})$ peut s'écrire sous la forme [6] :

$$\mathbf{E}(\mathbf{k}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi}} \mathbf{A}(\mathbf{k}) \quad (1)$$

où \mathbf{k} est le vecteur d'onde et $\mathbf{A}(\mathbf{k})$ est appelé "vecteur amplitude du champ" et contient toute l'information sur le champ rayonné à l'émission.

$\eta_0 = 120 \pi$ ohms est l'impédance caractéristique du vide.

L'antenne étant considérée comme un filtre linéaire multidimensionnel, on peut alors la caractériser par une fonction de transfert indexée par les coordonnées angulaires $H(\mathbf{k})$ telle que :

$$H(\mathbf{k}) = \frac{\mathbf{A}(\mathbf{k})}{a_1(f)} \quad (2)$$

La réponse impulsionnelle de l'antenne peut ensuite être déduite de la fonction de transfert par transformée de Fourier inverse.

6.2. Procédure de mesure de la fonction de transfert

La fonction de transfert à l'émission de l'antenne est déterminée à partir du dispositif présenté sur la Figure 56 qui se trouve dans la chambre anéchoïde du laboratoire "Antennes Adaptatives et Radiocommunications haut débit" de l'ENSTA.

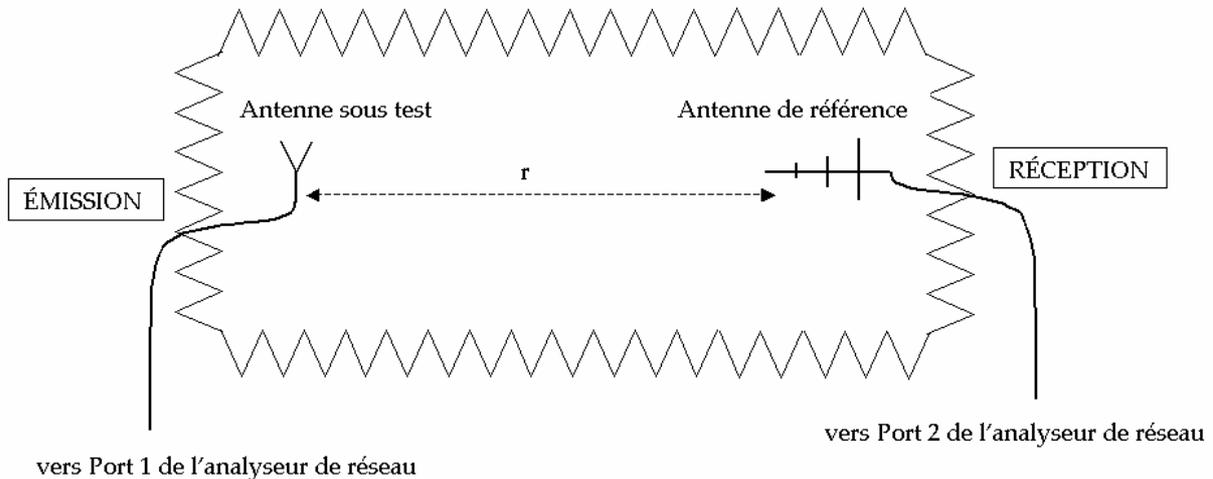


Figure 56 : Dispositif de mesure en chambre anéchoïde

L'analyseur de réseau HP8510C mesure le coefficient de transmission S_{21} entre l'antenne sous test et l'antenne de référence ; les plans de référence se trouvant au niveau des antennes. La mesure est effectuée de 0.125 à 12 GHz, tous les 0.125 GHz.

Le coefficient S_{21} est le produit des fonctions de transfert du système {antenne sous test – canal – antenne de référence}, ce qui peut s'écrire sous forme :

$$S_{21} = H_{em,1} \cdot H_{r,2} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (3)$$

où l'antenne n°1 est l'antenne sous test, l'antenne n°2 est l'antenne de référence et les indices em et r désignent l'émission et la réception.

En effet, la fonction de transfert d'une antenne diffère suivant le cas où l'antenne est placée à l'émission ou à la réception [7]. D'après [6], la relation s'écrit :

$$H_r = -j \frac{\lambda}{\sqrt{4\pi}} H_{em} \quad (4)$$

En utilisant (4), l'équation (3) devient :

$$S_{21} = H_{em,1} \cdot H_{em,2} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \frac{-j\lambda}{4\pi} \quad (5)$$

L'antenne de référence est un réseau de dipôles log-périodique de métrologie de bande passante 1–18 GHz [8] dont la fonction de transfert a été précédemment déterminée en plaçant une antenne identique à l'émission.

Connaissant $H_{em,2}$ et r , on peut en déduire, en utilisant (5), la fonction de transfert de l'antenne sous test $H_{em,1}$.

6.3. Étude dans le domaine temporel

6.3.1. Réponse impulsionnelle

La représentation des caractéristiques de l'antenne dans le domaine temporel apporte certaines informations difficiles à percevoir dans le domaine fréquentiel. Par exemple, l'observation de la réponse impulsionnelle permet de détecter la présence de réflexions multiples (ou "ringing" en anglais) au niveau de l'antenne qui induisent une distorsion de l'impulsion.

La Figure 57 présente la réponse impulsionnelle déduite de la mesure de la fonction de transfert de l'antenne log-périodique décrite précédemment et de l'antenne "sonde en F + triangle".

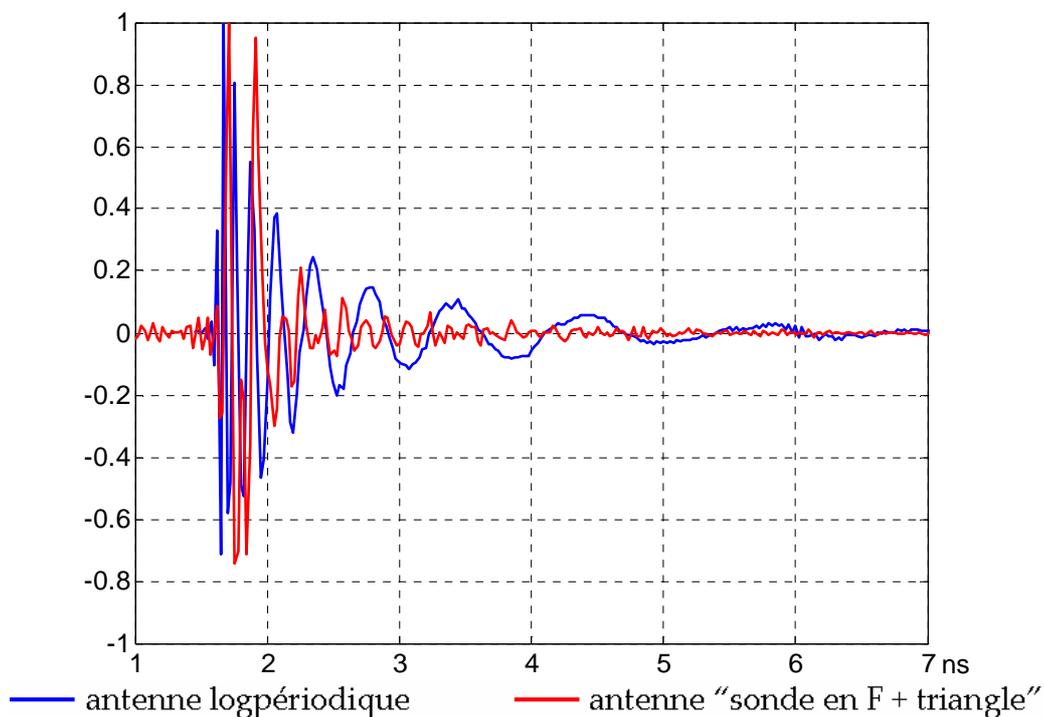


Figure 57 : Réponse impulsionnelle mesurée de l'antenne log-périodique et de l'antenne "sonde en F + triangle"

On observe que la réponse impulsionnelle de l'antenne log-périodique a une traînée temporelle plus longue que celle de l'antenne "sonde en F + triangle". Ce phénomène résulte de la géométrie autosimilaire de l'antenne log-périodique qui provoque des réflexions multiples sur l'antenne.

La réponse impulsionnelle de l'antenne "sonde en F + triangle" est également assez large, mais ceci est plutôt dû au fait que la bande passante de l'antenne est limitée.

Pour confirmer cette hypothèse, étudions le champ rayonné dans le domaine temporel par cette antenne quand on injecte une impulsion dont le spectre est compris dans la bande passante.

6.3.2. Champ rayonné dans le domaine temporel

Choix de la forme de l'impulsion :

D'après les équations n°1 et 2, le champ rayonné est dans le domaine fréquentiel le produit du signal d'excitation $a_1(f)$ et de la fonction de transfert de l'antenne en émission $H(\mathbf{k})$. Par conséquent, dans une communication UWB, le comportement des antennes dépend de la forme de l'impulsion.

Nous avons choisi une impulsion résultant dans le domaine temporel du produit d'une fonction sinusoïdale et d'une gaussienne et qui s'écrit sous la forme suivante :

$$y(t) = \exp\left(\frac{-(t-\beta)^2}{2\tau^2}\right) \cos(2\pi f_0(t-\beta))$$

- β est un décalage temporel pour que $y(t)$ soit dans le domaine $t > 0$
Nous avons choisi $\beta = 2$ ns.
- f_0 est la fréquence par rapport à laquelle la gaussienne est centrée.
Nous avons choisi $f_0 = 4.5$ GHz, ce qui correspond à la fréquence centrale de l'intervalle d'étude [3 – 6 GHz].
- τ permet de définir la largeur de l'impulsion.
Nous avons choisi $\tau = 0.125$ ns afin d'avoir le spectre d'impulsion à mi-puissance dans l'intervalle [3 – 6 GHz].

Cette forme d'impulsion présente les avantages suivants :

- elle possède peu de paramètres.
- son taux de montée est rapide
- contrairement à une simple gaussienne, elle ne contient pas la composante continue qui est filtrée par l'antenne
- son spectre est pair
- sa fonction d'autocorrélation présente un pic important, ce qui permet d'obtenir une détection de qualité

L'impulsion choisie est représentée sur la Figure 58 dans le domaine temporel et fréquentiel.

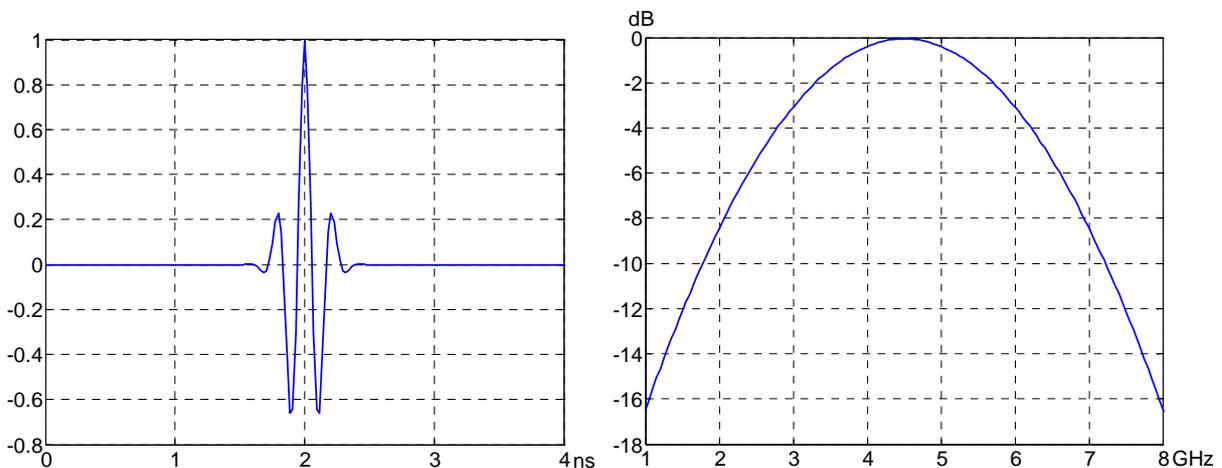


Figure 58 : Représentation temporelle de l'impulsion (à gauche) et son spectre en dB (à droite)

Champ rayonné :

Une fois que la réponse impulsionnelle est déterminée, il suffit de faire un produit de convolution avec l'impulsion choisie pour obtenir le champ rayonné dans le domaine temporel.

La Figure 59 présente le champ rayonné dans la direction $\theta = 0^\circ$ obtenu à partir de la mesure et le compare à celui fourni par le logiciel Microwave Studio. Nous avons également reporté sur la figure l'impulsion injectée.

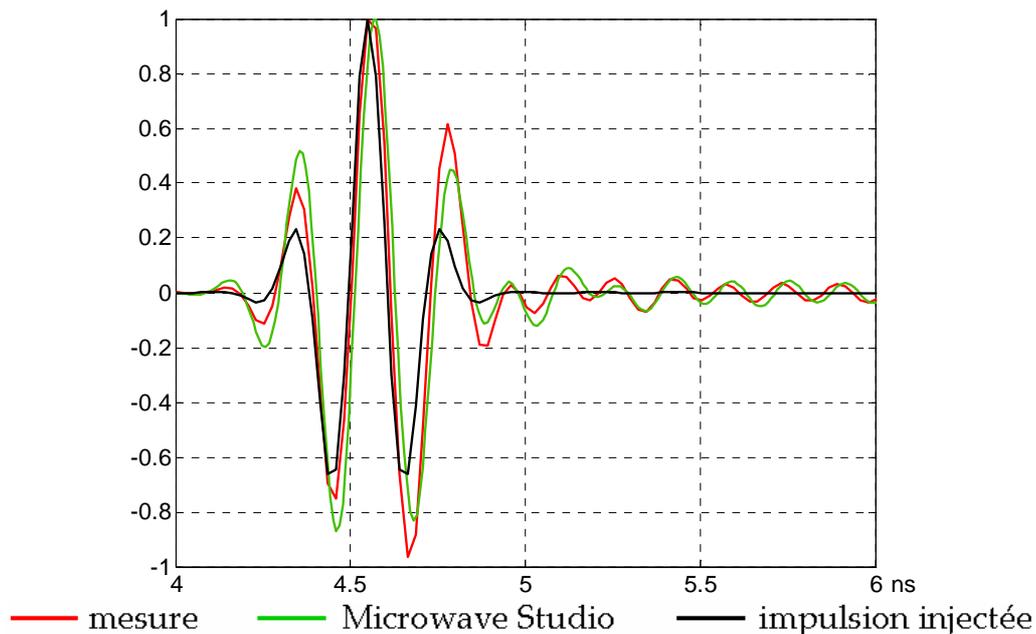


Figure 59 : Champ rayonné dans la direction $\theta = 0^\circ$: mesure et simulation

On constate un très bon accord entre la mesure et la simulation. Cet accord a également été vérifié dans d'autres directions.

L'impulsion rayonnée est assez fidèle à l'impulsion injectée. Elle est néanmoins un peu plus large car l'antenne a filtré les composantes fréquentielles du spectre qui sont en dehors de sa bande passante.

6.4. Étude de la dispersion

6.4.1. Linéarité de la phase de la fonction de transfert

Si l'on souhaite que l'impulsion ne soit pas déformée après son passage dans l'antenne d'émission, il est, entre autres, nécessaire que toutes ses composantes spectrales se propagent à la même vitesse, c'est à dire que l'antenne ne soit dispersive. Par conséquent, la phase de la fonction de transfert de l'antenne doit être linéaire en fonction de la fréquence.

Notons ici qu'une antenne ne déformant pas l'impulsion à l'émission a une fonction de transfert qui est un déphaseur pur dont la phase varie linéairement avec la fréquence. La même antenne à la réception se comporte comme un intégrateur d'après l'équation n°3 et la puissance reçue décroît en $1/f^2$.

Le logiciel Microwave Studio permet de placer des sondes de champ dans la zone de champ lointain afin d'enregistrer le champ rayonné dans le domaine temporel. Or d'après les équations n°1 et 2, l'évolution de la phase du champ rayonné correspond à celle de la fonction de transfert.

La Figure 60 présente l'évolution de la phase du champ lointain obtenue par le logiciel en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'angle θ dans les plans E et H.

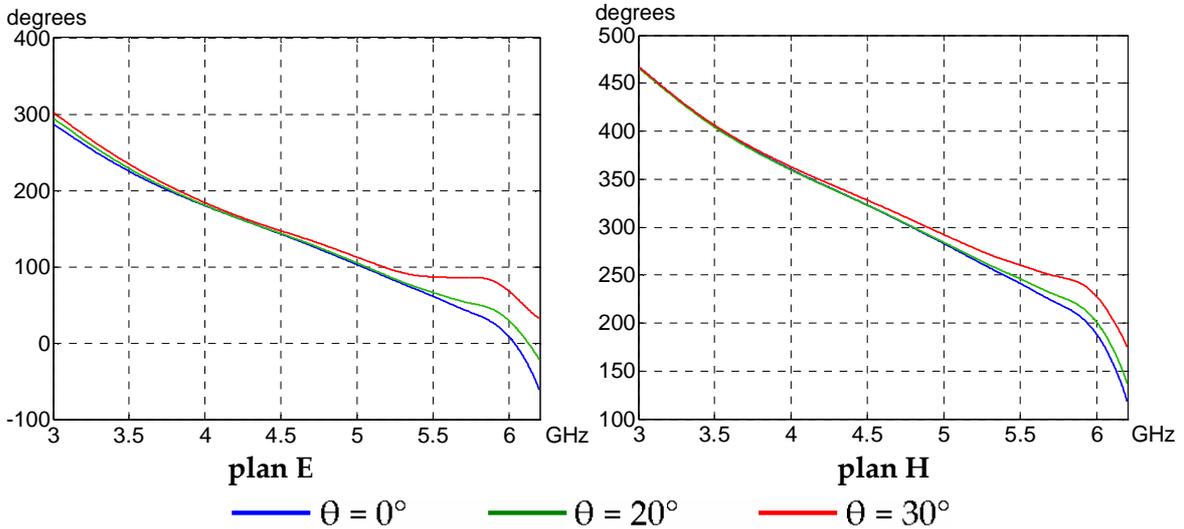


Figure 60 : Evolution de la phase du champ rayonné dans les plans E et H dans la bande passante

La phase de la fonction de transfert paraît être linéaire dans la bande passante pour des directions appartenant au lobe principal.

6.4.2. Comportement angulaire du temps de groupe

La Figure 60 ne présente qu'un aspect qualitatif de la linéarité de la phase. Le calcul du temps de groupe permet une caractérisation plus quantitative. Il est défini ainsi :

$$\tau_g = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial f}$$

où φ est la phase de la fonction de transfert et f , la fréquence.

La Figure 61 présente l'évolution du temps de groupe en fonction de la fréquence dans la direction $\theta = 0^\circ$, $\varphi = 0^\circ$ entre 2 et 12 GHz.

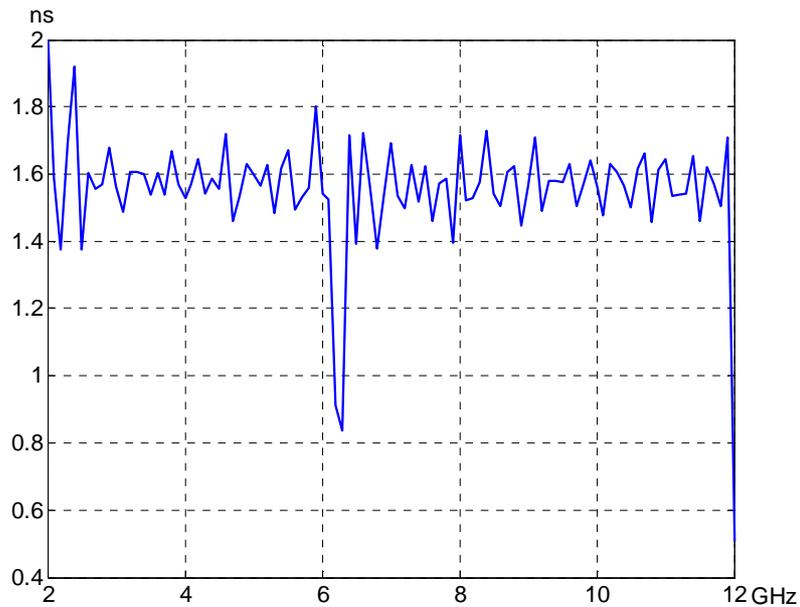


Figure 61 : Evolution du temps de groupe dans la direction $\theta = 0^\circ$ entre 2 et 12 GHz

On constate que le temps de groupe est relativement stable sur la bande passante de l'antenne et également de 6.5 à 12 GHz. Vers 6.2 GHz, il varie de façon importante. Il est intéressant de remarquer de cette fréquence correspond à un pic de résonance très aigu dans la courbe d'impédance.

La stabilité du temps de groupe sur la bande passante peut être définie par le calcul de sa déviation standard :

$$\sigma_{\tau_g} = \frac{1}{\Delta f} \cdot \int_{f_2}^{f_1} (\tau_g - \overline{\tau_g})^2 df \quad \text{où } \Delta f \text{ est la largeur de la bande passante, } f_1 \text{ et } f_2 \text{ sont les limites de}$$

la bande passante et $\overline{\tau_g}$ est le temps de groupe moyen sur la bande.

La détermination de σ est particulièrement utile car elle permet visualiser facilement le comportement angulaire de la dispersion ; ainsi la Figure 62 montre la variation angulaire de la dispersion dans les plans E et H.

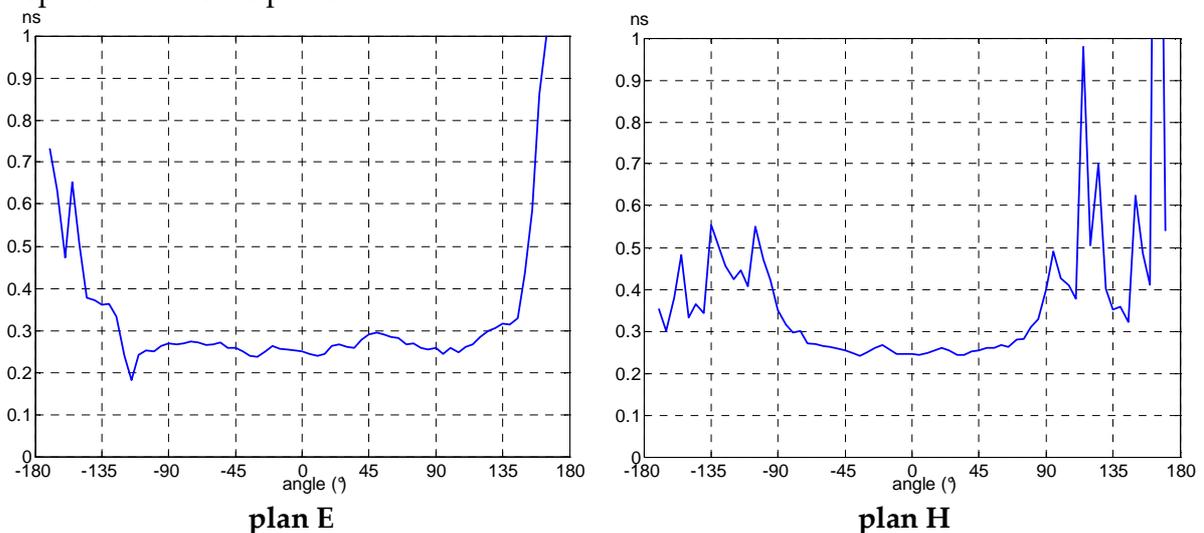


Figure 62 : Déviation standard du temps de groupe dans les plans E et H

On constate sur la Figure 62 que la déviation standard est de l'ordre de 250 picosecondes sur un intervalle angulaire supérieur à l'ouverture à -3 dB du lobe principal.

6.5. Utilisation de nouveaux outils de caractérisation adaptés à l'ultra large bande

La distorsion de l'impulsion après son passage dans l'antenne peut provenir de la dispersion comme nous l'avons précédemment, mais elle a également pour origine la variation fréquentielle du diagramme de rayonnement et de l'adaptation.

Il est donc nécessaire d'étudier toutes ces caractéristiques si l'on souhaite évaluer la performance d'une antenne en UWB, ce qui représente une grande quantité d'informations. Pour avoir rapidement une idée de la qualité de l'antenne, des outils de caractérisation plus globaux ont été définis et utilisés dans [6], [9] et [10].

6.5.1. Le gain effectif moyen pondéré par l'impulsion

L'adaptation et le gain jouent chacun sur la déformation du spectre en puissance de l'impulsion, c'est pourquoi l'utilisation du gain effectif, rassemblant ces deux paramètres est préférable. Il est défini ainsi :

$$G_{eff}(f, \theta, \varphi) = \left(1 - |S_{11}(f)|^2 \right) \cdot G(f, \theta, \varphi)$$

Le gain effectif peut être davantage globalisé en y incluant les caractéristiques de l'impulsion ; on obtient ainsi un gain effectif moyen pondéré par l'impulsion :

$$g^t(\theta, \varphi) = \frac{\int G_{eff}(\theta, \varphi) \cdot |a_1(f)|^2 df}{\int |a_1(f)|^2 df}$$

La Figure 63 présente l'évolution angulaire du gain effectif moyen pondéré par l'impulsion dans les plans E et H.

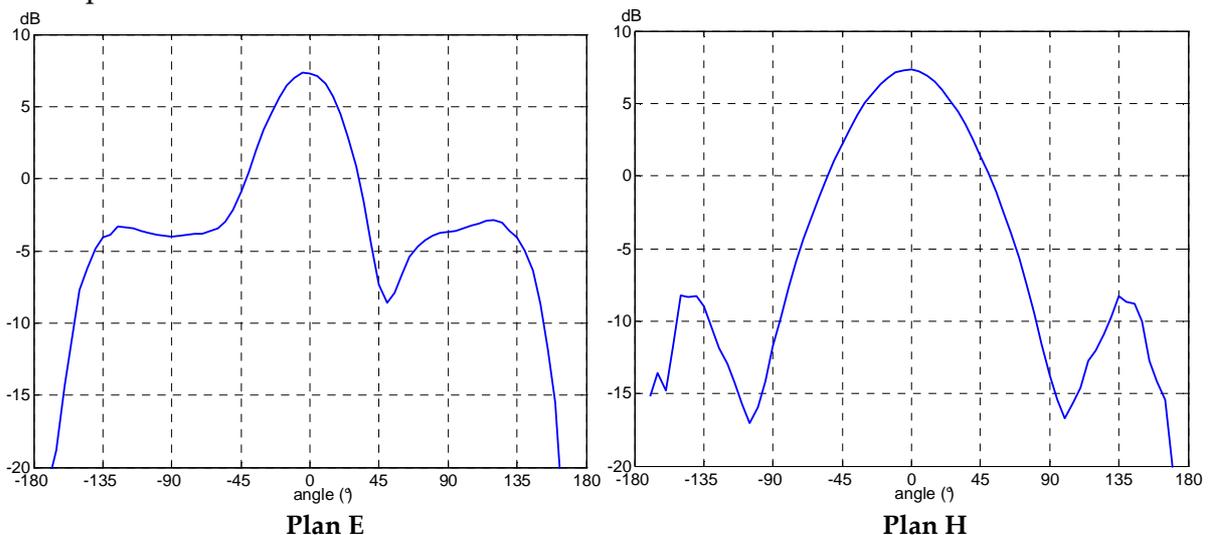


Figure 63 : Gain effectif moyen pondéré par l'impulsion dans les plans E (à gauche) et H (à droite)

Il est intéressant de noter que, pour notre antenne, la valeur du gain effectif moyen pondéré par l'impulsion diffère peu de celle du gain ordinaire que nous avons utilisé jusqu'à présent. On retrouve les mêmes formes de diagrammes dans les deux plans.

La visualisation du gain effectif nous permet de connaître le comportement global de l'antenne au niveau du diagramme de rayonnement en présence de l'impulsion.

6.5.2. La variation angulaire de la distorsion de l'impulsion rayonnée

La distorsion peut être quantifiée par le produit de corrélation entre l'impulsion rayonnée dans la direction (θ, φ) et l'impulsion injectée dans l'antenne. On peut penser que la distorsion peut être compensée par la présence sur l'émetteur de filtres de pré-distorsion ou sur le récepteur de filtres adaptatifs. Mais le traitement ainsi réalisé n'est pas indexé suivant les coordonnées d'angle θ et φ contrairement à la distorsion. C'est pourquoi, il a été proposé dans [6], [9] et [10] de définir une nouvelle quantité, la variation angulaire de la distorsion, qui s'intéresse à la corrélation entre les signaux rayonnés et non pas entre le signal rayonné et injecté. Elle ne reflète donc pas l'amplitude de la distorsion mais sa variation angulaire.

Elle est définie par la formule suivante :

$$DF^t(\theta, \varphi) = \frac{\text{Max}_{\xi} \mathcal{R}_{e, e_{\max}}(\theta, \varphi, \xi)}{\mathcal{R}_{e_{\max}}(0)} \quad \text{où :}$$

- $\mathcal{R}_{e, e_{\max}}(\theta, \varphi, \xi)$ définit le produit de corrélation entre $e(\theta, \varphi)$ et $e_{\max}(\theta_{\max}, \varphi_{\max})$
 - $e(\theta, \varphi)$ étant l'impulsion rayonnée dans la direction (θ, φ)
 - $e_{\max}(\theta_{\max}, \varphi_{\max})$ étant l'impulsion rayonnée dans la direction $(\theta_{\max}, \varphi_{\max})$ qui maximise le produit de corrélation $\mathcal{R}_{e, a_1}(\theta, \varphi, \xi)$ entre l'impulsion rayonnée $e(\theta, \varphi)$ et l'impulsion injectée $a_1(f)$
- $\mathcal{R}_{e_{\max}}(0)$ est le produit d'autocorrélation de $e_{\max}(\theta_{\max}, \varphi_{\max})$

La Figure 64 représente la variation en décibels de la distorsion dans les plans E et H de l'antenne "sonde en F + triangle" pour l'impulsion définie au paragraphe 6.3.2.

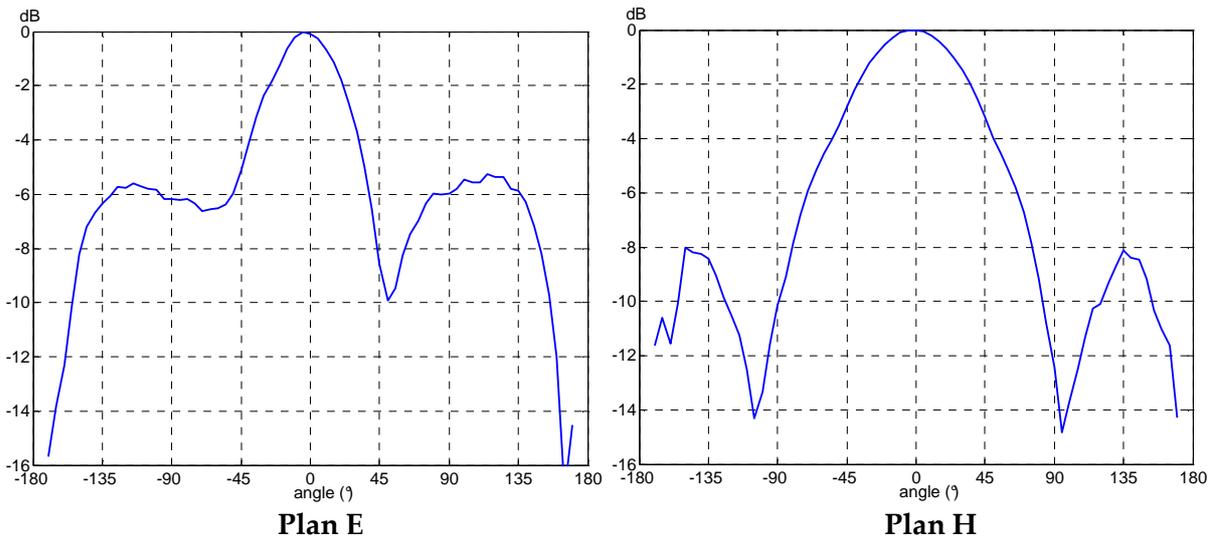


Figure 64 : Variation de la distorsion en dB dans les plans E et H

La Figure 64 confirme que la distorsion est la plus faible dans la direction du lobe principal, c'est à dire pour $\theta = 0^\circ$. On constate qu'elle est inférieure à -3 dB dans un intervalle qui correspond environ à l'ouverture à -3 dB du lobe principal. La connaissance de la variation angulaire de la distorsion est particulièrement utile puisqu'elle permet de savoir si on peut appliquer une correction.

6.6. Conclusion

La définition de nouveaux outils de caractérisation d'une antenne UWB qui sont globaux sont particulièrement utiles pour qualifier la performance de l'antenne. Le but de cette globalisation est de pouvoir déterminer directement le rôle des antennes sur le rapport signal sur bruit du système {antenne-canal-antenne} [11]. Ces outils de caractérisation globaux pourraient également être utilisés en sens inverse. Ainsi, ils permettraient, à partir de la donnée du rapport signal sur bruit souhaité, de remonter à la définition des valeurs acceptables pour les caractéristiques de l'antenne comme, par exemple, la déviation standard du temps de groupe. Ceci offrirait certainement au concepteur d'antenne la possibilité de relâcher certaines contraintes trop fortes pour privilégier d'autres aspects comme la réduction de la taille ou du coût.

7. Réalisation du prototype en mousse métallisée

Le prototype de l'antenne "sonde en F + triangle" présenté sur la Figure 45 reste fragile et difficile à réaliser. C'est pourquoi nous avons recherché une technologie permettant de simplifier la réalisation de cette antenne et de minimiser ainsi les coûts. Nous avons retenu une solution particulièrement innovante développée à l'IETR et qui permet de métalliser des mousses de faible permittivité et de géométrie arbitraire [12]-[13].

On peut également citer une autre technologie développée au sein du LEST à l'ENST Bretagne [14].

7.1. Présentation de la technologie

L'utilisation de la mousse métallisée de faible permittivité diélectrique pour la réalisation d'antennes présente de nombreux avantages comme :

- un faible poids,
- un faible coût,
- la robustesse du prototype par rapport à une réalisation dans l'air,
- la possibilité de métalliser des formes diverses en trois dimensions.

Après usinage de la mousse, la métallisation est effectuée par un processus chimique, puis le motif désiré est gravé mécaniquement. Le métal déposé peut être l'or, l'argent ou le cuivre. Les principaux avantages de cette technique sont :

- la possibilité d'utilisation de l'électrolyse dans les bains chimiques qui permet d'accélérer la phase de métallisation et également d'accroître l'épaisseur de métallisation jusqu'à 20 μm .
- la possibilité de métalliser des trous.
- la possibilité de déposer du graphite pour générer des charges sur l'antenne.

Les traitements chimiques associés à cette technologie imposent certaines caractéristiques à la mousse utilisée. Ainsi, elle doit présenter une bonne résistance aux produits chimiques basiques et le taux de cellules ouvertes doit être inférieur à 1.5% afin de limiter l'absorption des liquides. La mousse doit également supporter des températures de -80 à $+80^\circ\text{C}$.

De plus, une mousse à faibles pertes et faible permittivité diélectrique est requise pour un meilleur rendement des antennes fabriquées.

7.2. Réalisation et caractérisation de l'antenne "sonde en F + triangle" en mousse métallisée

Nous avons choisi de réaliser l'antenne sur une mousse relativement rigide de permittivité diélectrique 1.23. Il est donc nécessaire de redimensionner l'antenne.

Les nouvelles dimensions sont : $L_p = 32.5$ mm, $D = 0.6$ mm, $\alpha = 84^\circ$, $H = 13.9$ mm, $H_1 = 9.7$ mm, $H_2 = 5.3$ mm, $L_1 = 9.1$ mm, $L_2 = 9.9$ mm, $w = 3.25$ mm

La largeur des rubans horizontaux est de 1.1mm et la taille du plan de masse est de 54 x 54 mm.

La signification des différents paramètres est rappelée sur la Figure 65.

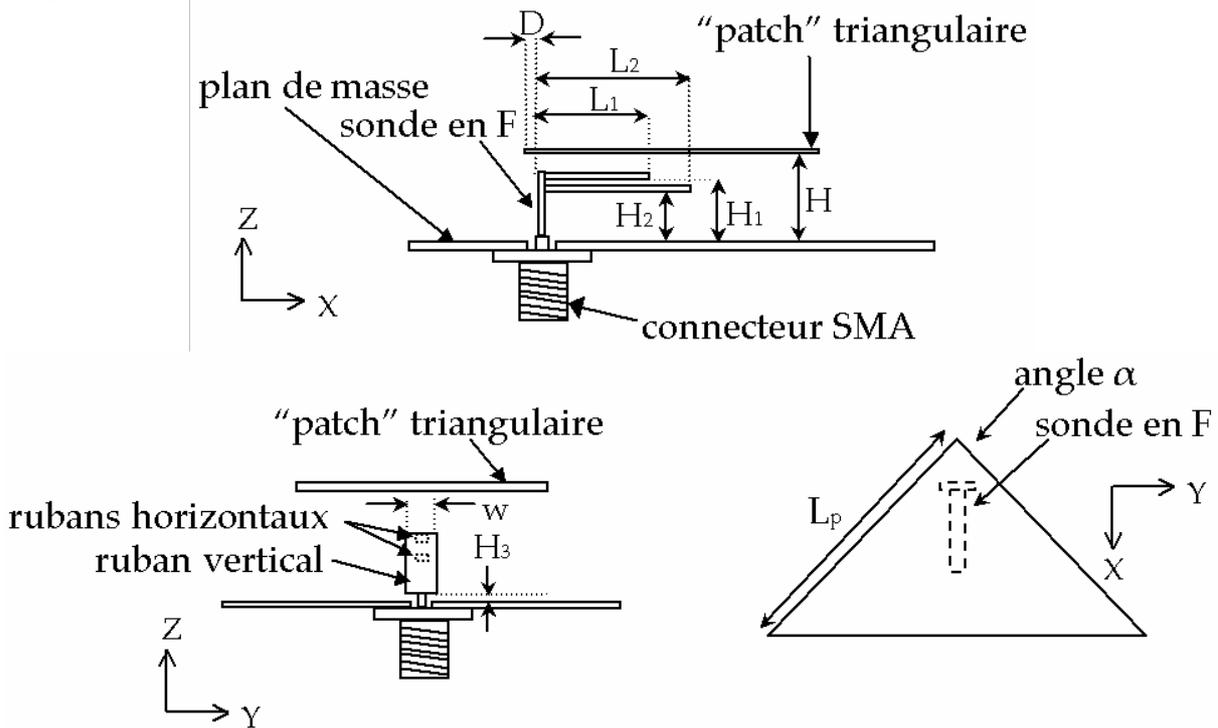


Figure 65 : Les différents paramètres de la structure "sonde en F + triangle"

Le processus de fabrication retenu est l'assemblage par vis téflon de trois blocs de mousse métallisés comme le montre la Figure 66.

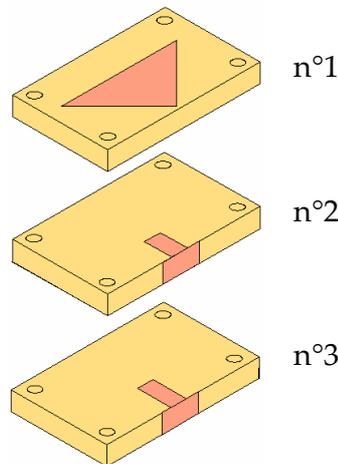


Figure 66 : Métallisation des différents blocs de mousse

Le triangle est métallisé sur le bloc n°1, la partie verticale supérieure de la sonde et le ruban horizontal supérieur se trouvent sur le bloc n°2 et la partie verticale inférieure et le ruban horizontal inférieur sont métallisés sur le bloc n°3.

L'épaisseur de métallisation est de 20 μm .

Le plan de masse est, comme précédemment, découpé dans une plaque de laiton. Le connecteur SMA est soudé sur la partie verticale métallisée de la mousse. Les trois blocs de mousse sont fixés entre eux et au plan de masse grâce à 4 vis en nylon.

La Figure 67 présente la photographie d'un des deux prototypes réalisés.

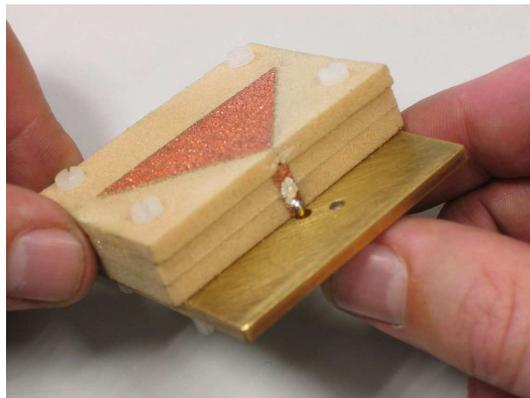


Figure 67 : Photo d'un des prototypes réalisés sur mousse métallisée

L'impédance d'entrée des deux prototypes réalisés est représentée sur la Figure 68.

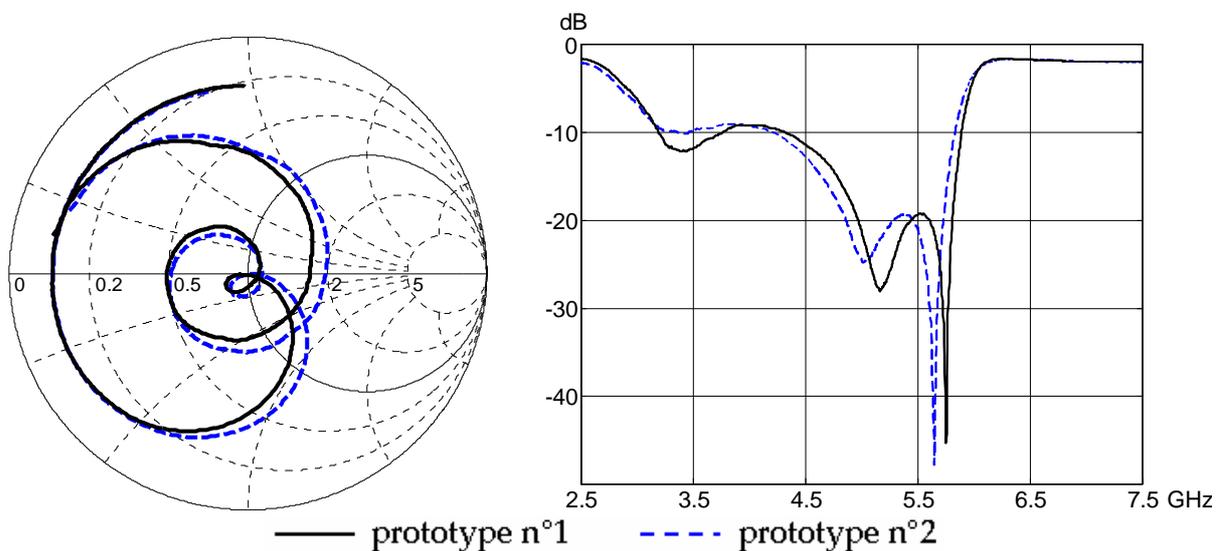


Figure 68 : Abaque de Smith et module de S_{11} des 2 prototypes en mousse métallisée

D'après la Figure 68, le prototype n°1 est adapté (avec $|S_{11}| < -10\text{dB}$) de 3.18 à 3.83 GHz et de 4.30 à 5.89 GHz. Le module de S_{11} atteint un maximum entre les deux bandes de -9.2 dB . La bande passante obtenue est donc proche de celle du prototype réalisé dans l'air qui est comprise entre 3.01 et 6.15 GHz.

On peut également souligner la bonne concordance entre les deux prototypes, ce qui traduit une bonne reproductibilité au niveau de la fabrication.

La simulation des diagrammes de rayonnement indique des résultats similaires à ceux obtenus précédemment avec l'antenne "sonde en F + triangle" réalisée dans l'air, c'est à dire une direction du lobe principal constante et un gain moyen d'environ 6 dB.

8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord analysé le fonctionnement en impédance de l'antenne "sonde en F + triangle". A l'aide d'études paramétriques, nous avons pu identifier le rôle de chaque paramètre et par conséquent proposer une méthode de conception permettant d'optimiser la bande passante. Nous avons également montré que cette méthode était généralisable à des antennes alimentées par d'autres formes de sonde comme les sondes à trois brins.

L'utilisation de la méthode de conception a conduit à l'optimisation de la sonde de l'antenne "sonde en F + triangle" que nous avons étudié dans le chapitre 2 et donc à un élargissement de sa bande passante. Ainsi, une bande passante de 69% a été atteinte, ce qui est très supérieure à la bande passante de 47% du chapitre 2.

Nous avons ensuite caractérisé l'antenne optimisée en rayonnement. Une étude des effets du plan de masse sur le rayonnement a mis en évidence le rôle crucial de celui-ci et a permis de trouver la taille optimale conduisant à la meilleure stabilité en fréquence du diagramme de rayonnement.

L'antenne "sonde en F + triangle" finalement développée présente une bande passante de 69% comprise entre 3 et 6.15 GHz et un gain maximum de 7.6 dB dans la direction Oz qui varie peu. Sa taille totale est de 67 x 67 x 15 mm, soit $\lambda_0 \times \lambda_0 \times 0.22 \lambda_0$ avec λ_0 , la longueur d'onde de la fréquence centrale de la bande passante. Un prototype de cette antenne a été réalisé ; les mesures de son impédance et de son diagramme de rayonnement ont confirmé les résultats des simulations.

Nous avons ensuite présenté une caractérisation de cette antenne plus spécifique à une utilisation dans une communication UWB. L'étude menée avec une impulsion de largeur de spectre à mi-puissance comprise entre 3 et 6 GHz a montré un comportement relativement bon de l'antenne en terme de distorsion.

Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, la technologie de mousse métallisée a été mise à profit pour améliorer la robustesse de l'antenne ainsi que sa facilité de réalisation, et donc réduire son coût de fabrication.

9. Références bibliographiques

- [1] Richard C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*, section 4-8, 3rd edition, Mc Graw-Hill, Inc.
- [2] Zhi Ning Chen, "Note on impedance characteristics of L-shaped wire monopole antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.26, n°1, July 5 2000.
- [3] Edward F. Kuester, David C. Chang, "A geometrical theory for the resonant frequencies and Q factors of some triangular microstrip patch antennas", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol.31, n°1, January 1983, pp. 27-34.
- [4] Esing Chang, Stuart A. Long, William F. Richards, "An Experimental Investigation of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol.34, n°6, June 1986, pp. 767-772.
- [5] C. Marchais, AC. Lepage, G. Le Ray, A. Sharaiha, X. Begaud, "Design of E-probe proximity fed triangular patch antenna", *International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM*, Ottawa, Canada, July 2004.
- [6] C. Roblin, S. Bories, A. Sibille, "Characterization Tools of Antennas in the Time Domain", *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, June 2003.
- [7] G. A. Deschamps, "I. Le principe de réciprocité en électromagnétisme. II. Application du principe de réciprocité aux antennes et aux guides d'ondes", *Revue du CETHEDDEC (Paris)*, pp. 71-101, 1966.
- [8] L'antenne de référence est le modèle ESPL 9145 de la société Schwarzbeck Mess : www.schwarzbeck.com
- [9] H. Ghannoum, S. Bories, C. Roblin, A. Sibille, "Biconical Antennas for Intrinsic Characterization of the UWB Channel", *International Workshop on Antenna Technology IWAT*, Singapore, 7-9 march 2005 pp.101-104.
- [10] S. Bories, C. Roblin, A. Sibille, "Dual Stripline Fed Metal Sheet Monopoles for UWB Terminal Applications" *International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM*, Saint Malo, France, June 2005.
- [11] A. Sibille, "About the role of antennas in UWB impulse radio", *COST 273, Document TD(04) 015*, Athens, Greece, 26-28 January 2004.
- [12] S. Chainon, M. Himdi, "2D and 3D metallized foam technology applied to conformal antennas", *3rd European Workshop on Conformal Antennas*, Bonn, Germany, October 2003.
- [13] S. Chainon, *Etude et conception d'antennes composées de guides d'ondes en technologie mousse métallisée. Application aux antennes à balayage électronique*, thèse de l'Université de Rennes 1 soutenue le 26 novembre 2002.
- [14] E. Goron, J.P. Coupez, C. Person, Y. Toutain, "Antennes Conformées 3D à Large Champ d'Ouverture en Rayonnement", *JINA*, France, Novembre 2002.

CHAPITRE 4

Mise en cavité de l'antenne “sonde en F + triangle” pour l'étude de son intégration

Dans le chapitre 1, nous avons étudié l'influence d'une cavité métallique située à proximité d'un dipôle. Il a été montré que la présence de la cavité permet d'augmenter la bande passante grâce à l'ajout de résonances supplémentaires, d'augmenter le gain vers l'avant et de réduire le rayonnement arrière. Nous avons également mis en évidence le rôle prépondérant des murs de la cavité parallèles au dipôle, c'est à dire parallèles au plan E.

Le but de ce chapitre est d'étudier la mise en cavité de l'antenne large bande “sonde en F + triangle” que nous avons présentée dans le chapitre 3. Nous souhaitons voir si, comme nous l'avons mis en évidence dans le chapitre 1, la cavité modifie favorablement les caractéristiques de l'antenne au niveau de son adaptation, de son gain et de son rayonnement arrière. La mise en cavité d'une antenne permet également d'étudier la sensibilité de l'antenne à son environnement et donc d'avoir une idée du comportement de l'antenne lors son intégration dans le système.

L'antenne est mise de façon progressive dans la cavité : ainsi, nous étudions dans un premier temps, l'effet sur l'adaptation et le rayonnement de l'ajout de deux murs parallèles au plan E. Puis, nous ajoutons deux autres murs afin de former une cavité à quatre murs et étudions leur influence. Enfin, nous présentons le prototype réalisé et les résultats de sa caractérisation.

1. Ajout de deux murs parallèles au plan E

1.1. Présentation de la structure

Nous reprenons l'antenne “sonde en F + triangle” optimisée qui a été présentée dans le chapitre 3 et nous ajoutons deux murs parallèles au plan E, c'est à dire au plan XZ, qui sont situés à l'extrémité du plan de masse.

La Figure 1 rappelle la géométrie de l'antenne ainsi que la définition de ses différents paramètres dont les valeurs sont reportées dans le Tableau I.

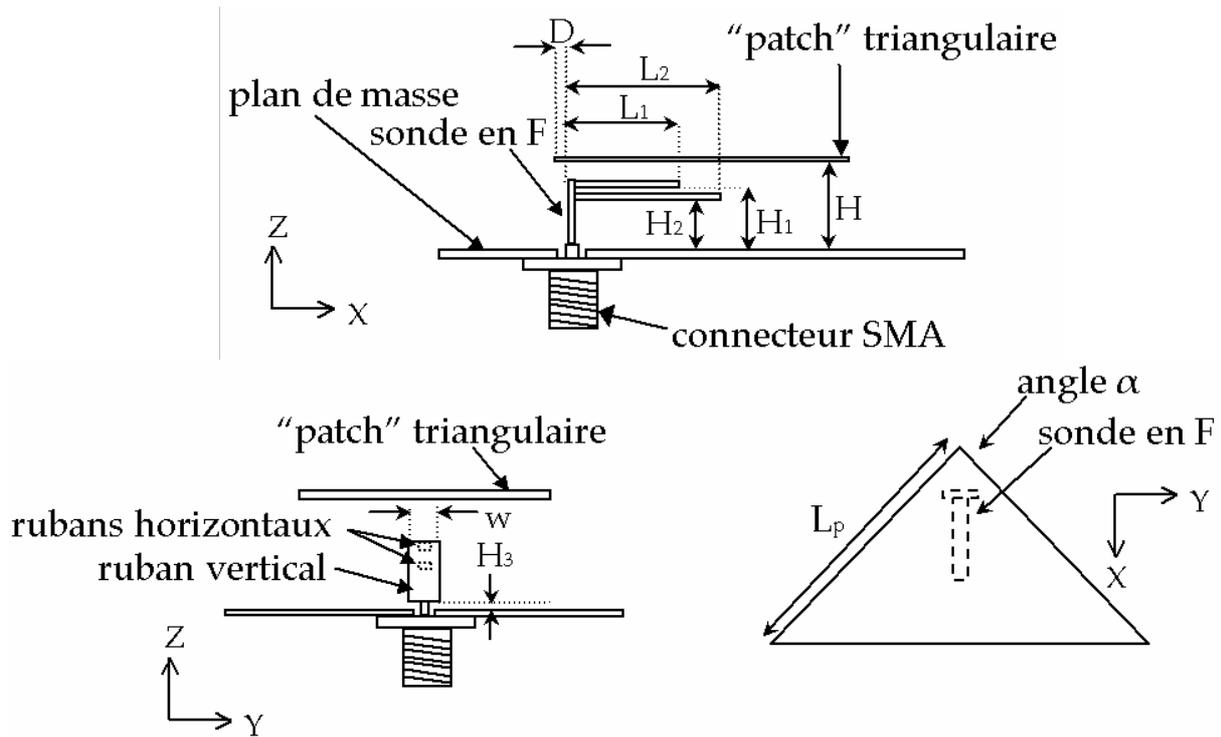


Figure 1 : Les différents paramètres de l'antenne "sonde en F + triangle"

Paramètres	Valeur en mm	Paramètres	Valeur en mm
D	1	H ₃	0.1
L _p	36	L ₁	9.9
H	14.9	L ₂	10.8
H ₁	10.0	w	3.6
H ₂	5.6		

Tableau I : Valeurs des paramètres de l'antenne optimisée

L'angle α au sommet du triangle isocèle est de 84° .

Nous rappelons que le triangle est centré sur le plan de masse.

Dans le chapitre 3, le plan de masse était un carré de longueur $L_g = 67$ mm.

Nous considérons ici le cas plus général d'un plan de masse rectangulaire de dimensions $W_g \times L_g$, comme définies sur la Figure 2.

Nous avons commencé notre étude en plaçant deux murs métalliques de hauteur h_{cav_x} parallèles au plan E et situés aux extrémités du plan de masse comme le montre la Figure 2.

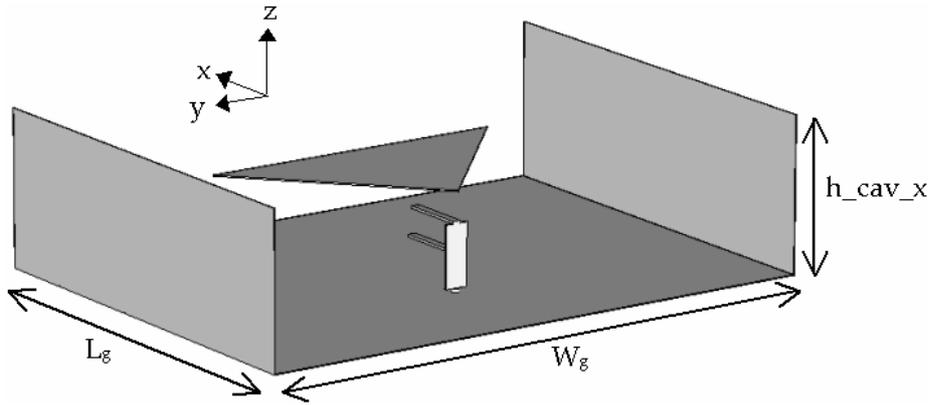


Figure 2 : Antenne "sonde en F + triangle" avec 2 murs parallèles au plan E

1.2. Etude de l'adaptation

Dans un premier temps, nous maintenons les valeurs des paramètres L_g et W_g à celles de l'antenne optimisée du chapitre 3, c'est à dire $L_g = W_g = 67$ mm. La hauteur h_{cav_x} des murs suivant x est progressivement augmentée.

La Figure 3 présente le module du coefficient de réflexion de la structure en fonction de h_{cav_x} ainsi que l'évolution de son impédance sur l'abaque de Smith. L'impédance de normalisation est de 50 ohms ; celle-ci est imposée par le connecteur SMA soudée à la sonde. Il n'y a donc plus la même souplesse sur la valeur de l'impédance de normalisation qu'au chapitre 1 où l'impédance de la ligne bifilaire alimentant le dipôle était facilement ajustable.

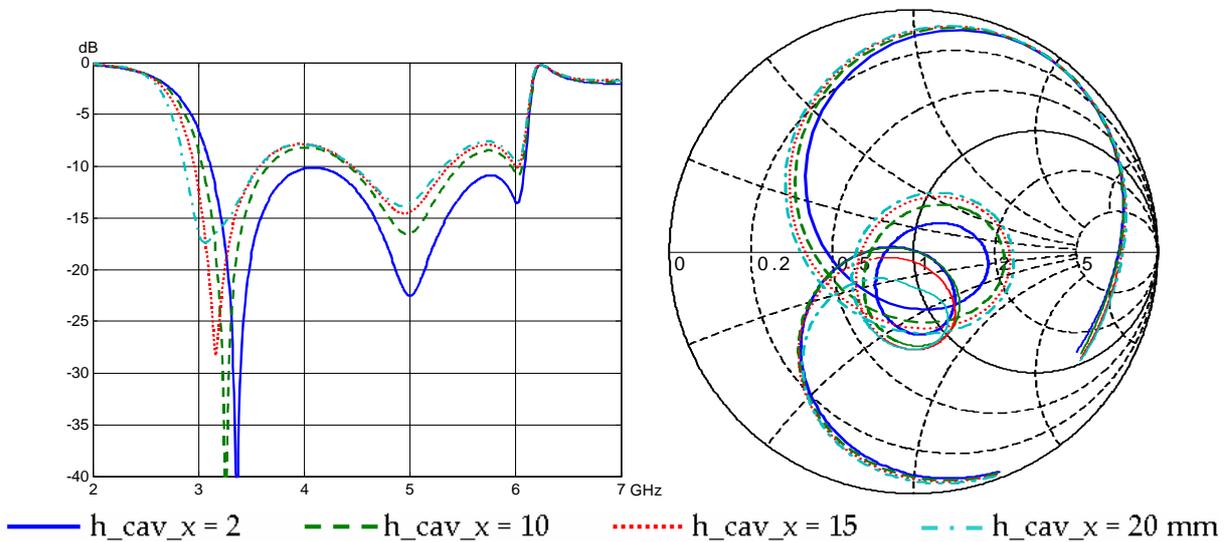


Figure 3 : Module du coefficient de réflexion (à gauche) et évolution de l'impédance entre 2 et 7 GHz sur l'abaque de Smith (à droite) de l'antenne "sonde en F + triangle" avec 2 murs suivant x en fonction de la hauteur h_{cav_x} des murs

On constate sur la Figure 3 une dégradation de l'adaptation de l'antenne lorsque la hauteur des murs augmente.

Analogie avec le chapitre 1 :

Il est intéressant de remarquer sur l'abaque de Smith que plus l'antenne est enfouie dans la cavité et plus la taille de la deuxième boucle est importante. Nous retrouvons donc une analogie avec le chapitre 1 dans lequel nous avons mis en évidence le même phénomène lors de l'enfouissement du dipôle.

La Figure 4 présente les parties réelle et imaginaire de l'impédance de la structure en fonction de la hauteur h_{cav_x} des murs.

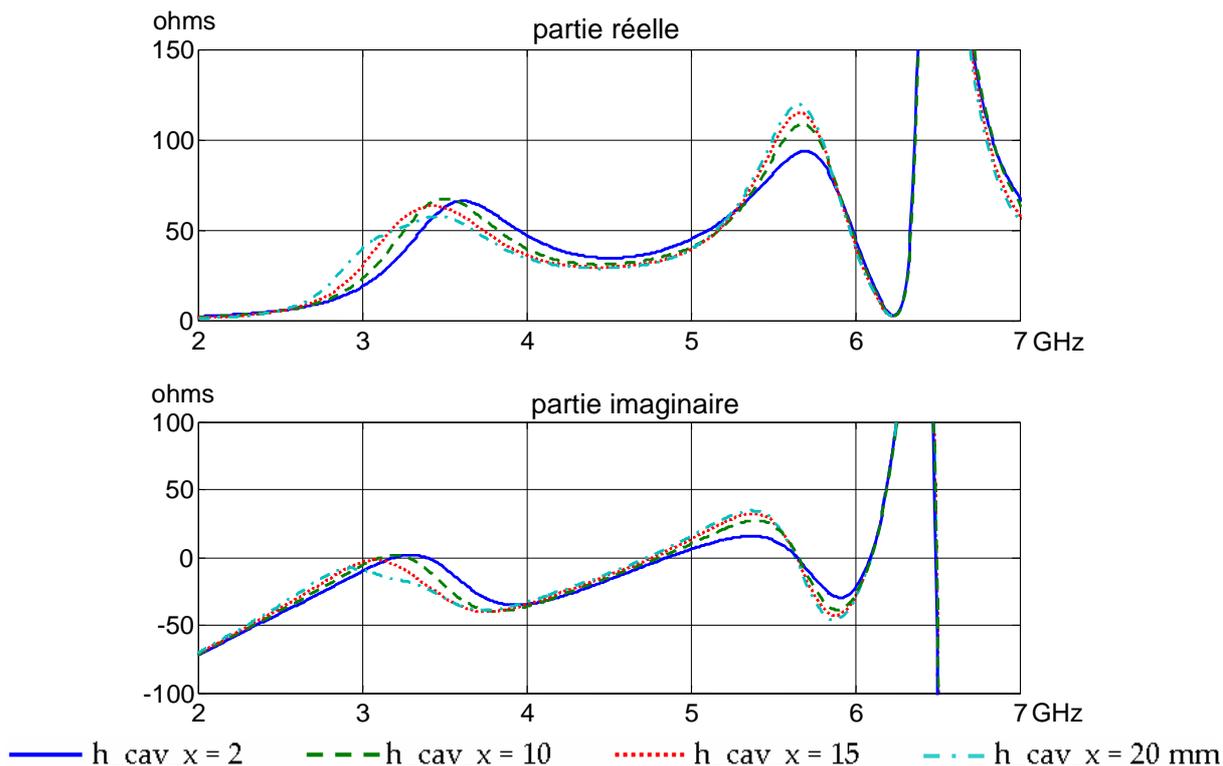


Figure 4 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne "sonde en F + triangle" avec 2 murs suivant x en fonction de la hauteur h_{cav_x} des murs

La Figure 4 permet de comprendre l'origine de la désadaptation de l'antenne. En effet, lorsque la hauteur h_{cav_x} des murs augmente, le premier pic de résonance se déplace vers les basses fréquences, ce qui entraîne une désadaptation vers 4 GHz.

En outre, plus h_{cav_x} augmente, plus l'amplitude du second pic de résonance augmente, ce qui désadapte l'antenne vers 5.6 GHz.

Le but de l'étude étant la mise en cavité de l'antenne, la hauteur h_{cav_x} ne peut rester faible. Il faut donc essayer de rétablir une bonne adaptation de l'antenne avec une hauteur h_{cav_x} telle que le triangle soit presque ou totalement enfoui.

Nous fixons donc h_{cav_x} à 15.5 mm (le triangle est alors légèrement enfoui de 0.6mm) et nous éloignons les murs de la sonde et du triangle en augmentant la largeur W_g afin d'améliorer l'adaptation. La cavité devient alors rectangulaire. L'évolution du coefficient de réflexion en fonction de W_g est présentée sur la Figure 5.

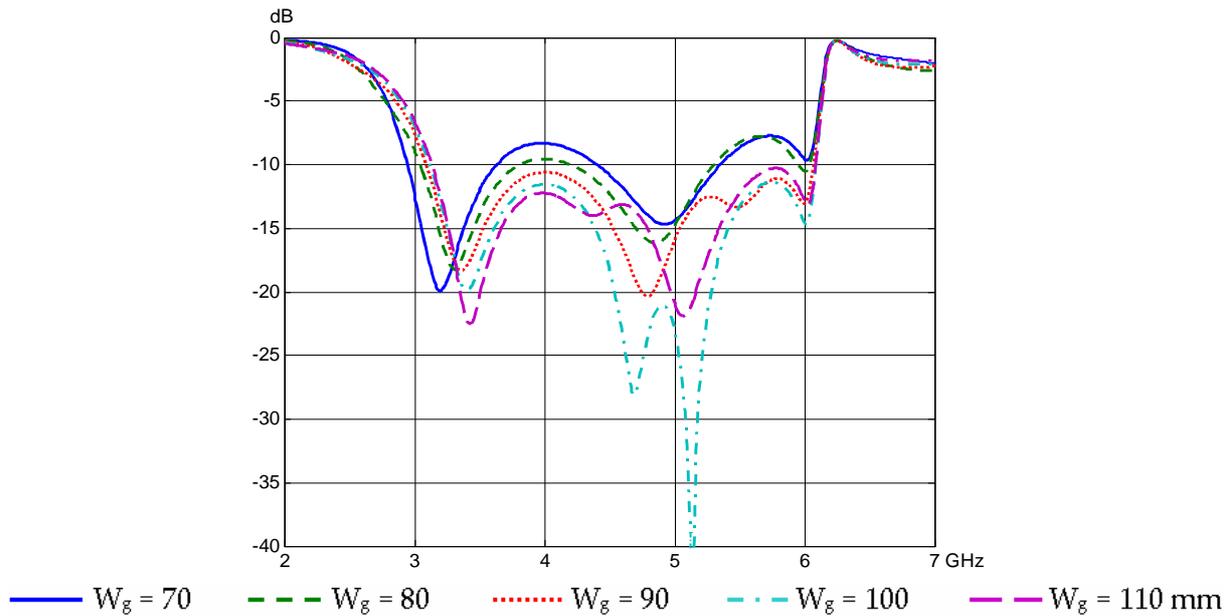


Figure 5 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne «sonde en F + triangle» avec 2 murs suivant x en fonction de la largeur W_g entre les deux murs

D'après la Figure 5, l'antenne présente une bonne adaptation, c'est à dire un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, à partir d'une largeur W_g égale à 90 mm. La bande passante est alors comprise entre 3.09 et 6.07 GHz, ce qui correspond à la bande passante de l'antenne sans les murs étudiée au chapitre 3.

La Figure 6 présente les parties réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la largeur W_g .

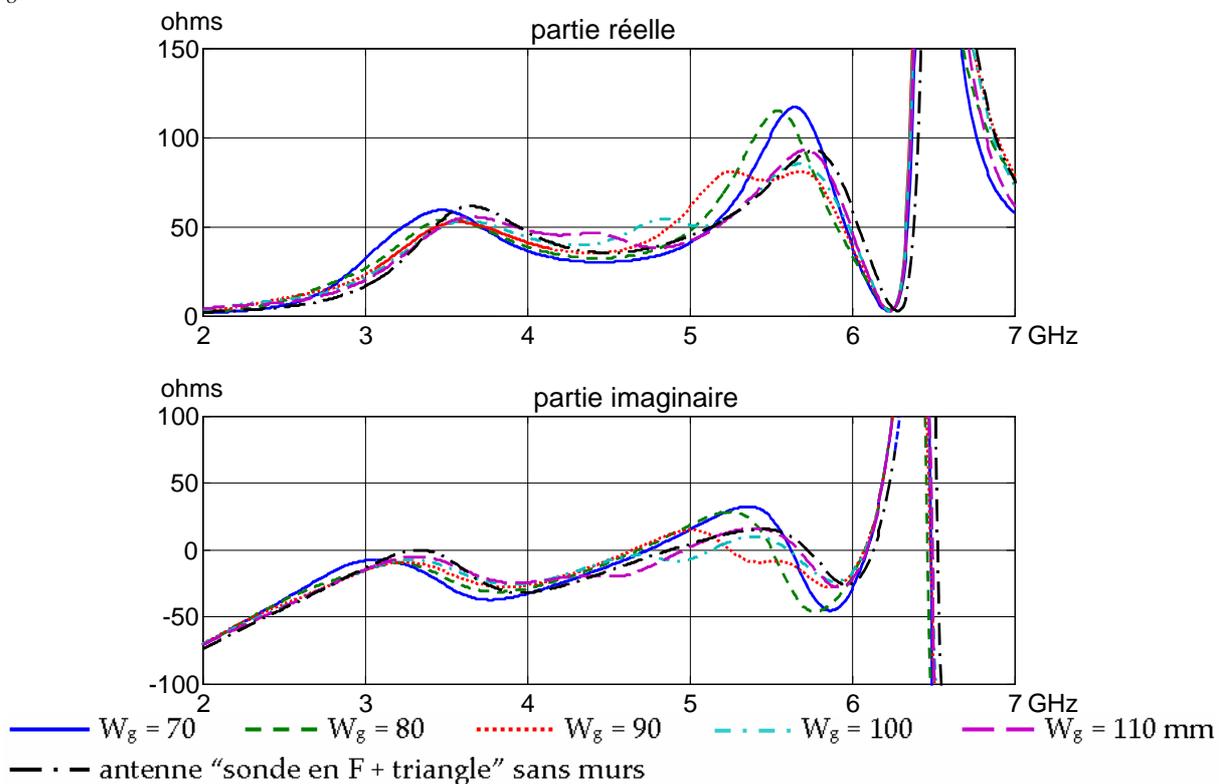


Figure 6 : Parties réelle et imaginaire de l'antenne «sonde en F + triangle» avec 2 murs suivant x en fonction de la largeur W_g entre les deux murs

On remarque sur la Figure 6 qu'il apparaît un pic de résonance supplémentaire sur la partie réelle de l'impédance vers 5.2 GHz pour $W_g = 90$ mm. Plus la largeur W_g augmente, plus la fréquence de ce pic diminue.

Pour des valeurs de W_g de 70 ou 80 mm, ce pic est confondu avec celui situé à 5.8 GHz, ce qui augmente son amplitude et entraîne la désadaptation de l'antenne.

A partir de $W_g = 90$ mm, le pic supplémentaire induit par la présence des murs se distingue, ce qui diminue l'amplitude du pic à 5.8 GHz. Celui-ci retrouve le même niveau qu'en l'absence de murs, ce qui permet donc une meilleure adaptation de l'antenne autour de 5.8 GHz. La bande passante de la structure reste inchangée par rapport à celle de l'antenne sans murs car le pic supplémentaire est de faible amplitude et est situé entre les pics de l'impédance de l'antenne sans murs.

Analogie avec le chapitre 1 :

Comme dans le cas du dipôle, la présence des deux murs induit une résonance supplémentaire. Mais elle ne permet pas ici d'augmenter la bande passante, contrairement au cas du dipôle.

Comme nous souhaitons une antenne la plus compacte possible, nous choisissons pour la suite de l'étude la plus petite valeur de W_g permettant l'adaptation de l'antenne, c'est à dire $W_g = 90$ mm.

1.3. Etude du rayonnement

Nous étudions dans cette partie l'impact sur le rayonnement de la présence des deux murs parallèles au plan E.

Nous choisissons les valeurs $W_g = 90$ mm et $L_g = 67$ mm qui permettent d'assurer une bonne adaptation de l'antenne même lorsque celle-ci est enfouie dans la cavité. La hauteur h_{cav_x} des murs est progressivement augmentée.

La Figure 7 présente l'évolution du gain suivant la direction Oz dans la bande passante en fonction de la hauteur h_{cav_x} des deux murs parallèles au plan E.

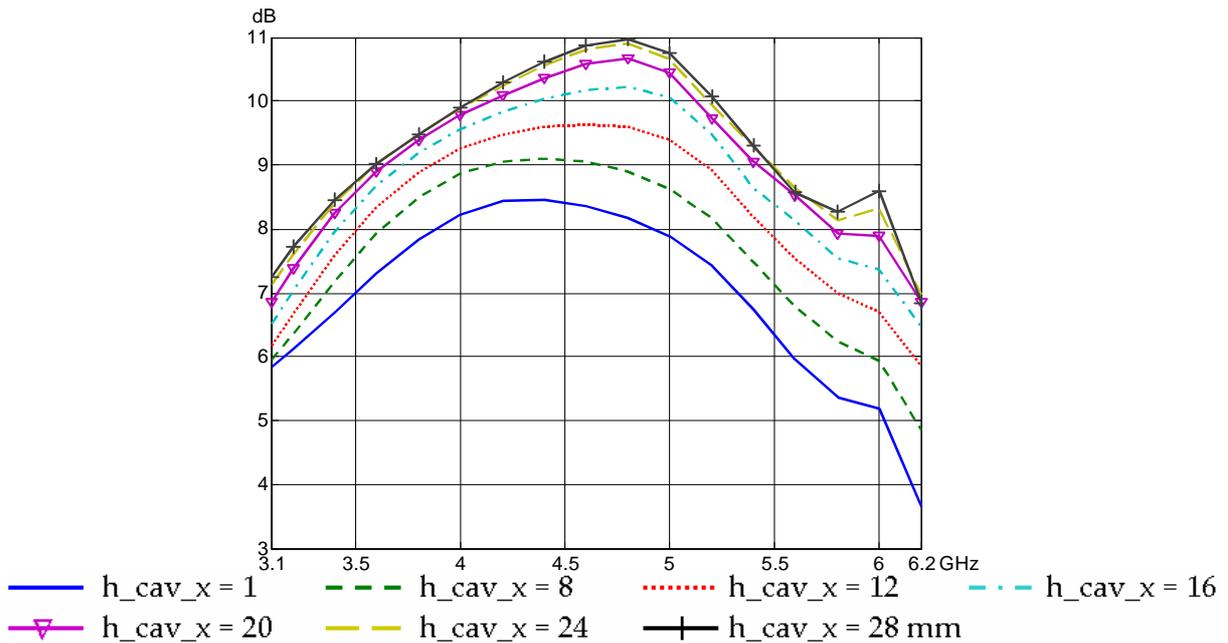


Figure 7 : Gain suivant l'axe Oz de l'antenne "sonde en F + triangle" avec 2 murs suivant x en fonction de la hauteur h_{cav_x} des murs

Nous constatons sur la Figure 7 que le gain dans la direction Oz augmente lorsque que la hauteur des murs h_{cav_x} augmente.

Néanmoins, l'accroissement du gain est de plus en plus faible et à partir de $h_{cav_x} = 24$ mm, le gain cesse d'augmenter.

La valeur maximale du gain est de 10.9 dB à 4.8 GHz, soit un accroissement de 2.5 dB par rapport à la valeur maximale du gain sans les murs ($h_{cav_x} = 1$ mm).

Analogie avec le chapitre 1 :

On retrouve ici plusieurs conclusions semblables à celles du chapitre 1 :

- Les murs placés parallèlement au plan E de l'élément rayonnant permettent une augmentation du gain suivant l'axe Oz.
- A partir d'une certaine valeur de la hauteur h_{cav_x} , le gain cesse d'augmenter.

D'après la Figure 7, nous avons choisi pour la suite de l'étude la valeur $h_{cav_x} = 24$ mm qui assure un gain maximal sur toute la bande passante tout en limitant la taille globale de l'antenne.

2. Etude de l'antenne avec une cavité à quatre murs

2.1. Présentation de la structure

Nous reprenons l'antenne avec la cavité à deux murs parallèles au plan E (plan XZ) précédemment étudiée et nous ajoutons deux murs parallèles au plan H (plan YZ) pour former une cavité à quatre murs comme le montre la Figure 8.

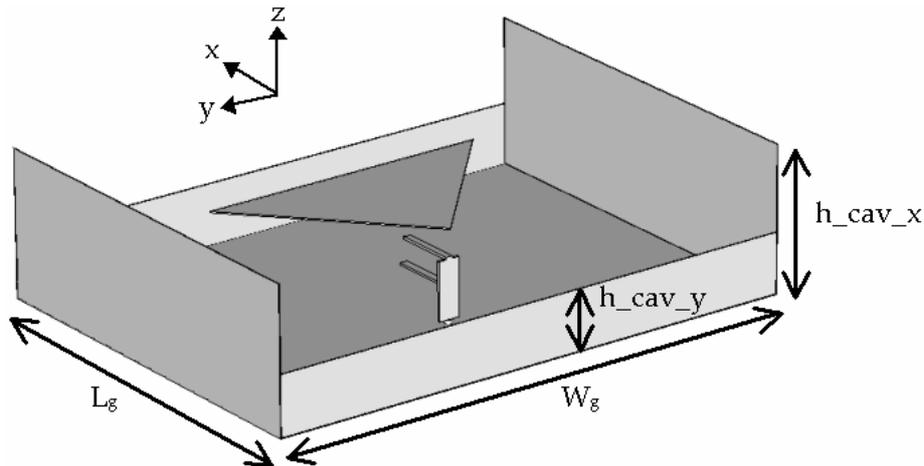


Figure 8 : Antenne "sonde en F + triangle" avec 4 murs

Les murs parallèles au plan E ont une hauteur h_{cav_x} et ceux qui sont parallèles au plan H ont une hauteur h_{cav_y} .

Les paramètres de la structure sont ceux qui ont été déterminés dans le paragraphe 1 pour permettre une bonne adaptation et un gain maximal avec la cavité à deux murs, c'est à dire : $L_g = 67$ mm ; $W_g = 90$ mm et $h_{cav_x} = 24$ mm.

Nous souhaitons à présent étudier le rôle des murs parallèles au plan H sur l'impédance et le rayonnement. Pour cela, la hauteur h_{cav_y} est progressivement augmentée.

2.2. Etude de l'adaptation

La Figure 9 présente le module du coefficient de réflexion en fonction de la hauteur h_{cav_y} des murs parallèles au plan H.

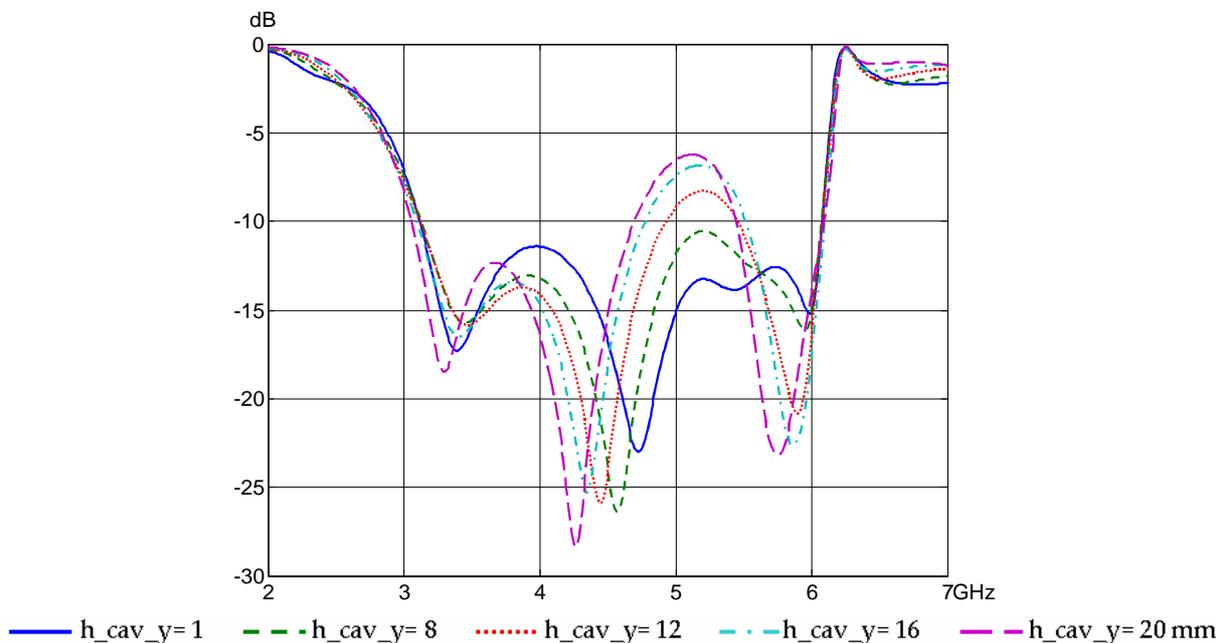


Figure 9 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne avec quatre murs en fonction de la hauteur h_{cav_y} des murs parallèles au plan H

D'après la Figure 9, la structure reste adaptée pour une valeur de h_{cav_y} inférieure à 8 mm. La largeur de la bande passante à -10 dB n'est alors pas modifiée par rapport à celle de l'antenne avec la cavité à deux murs vue au paragraphe 1.2.

Lorsque la hauteur h_{cav_y} devient supérieure à 8 mm, l'antenne n'est plus adaptée autour de 5 GHz.

2.3. Etude du rayonnement

Nous étudions à présent l'influence de la hauteur h_{cav_y} sur le gain dans la direction Oz. Les résultats sont présentés sur la Figure 10.

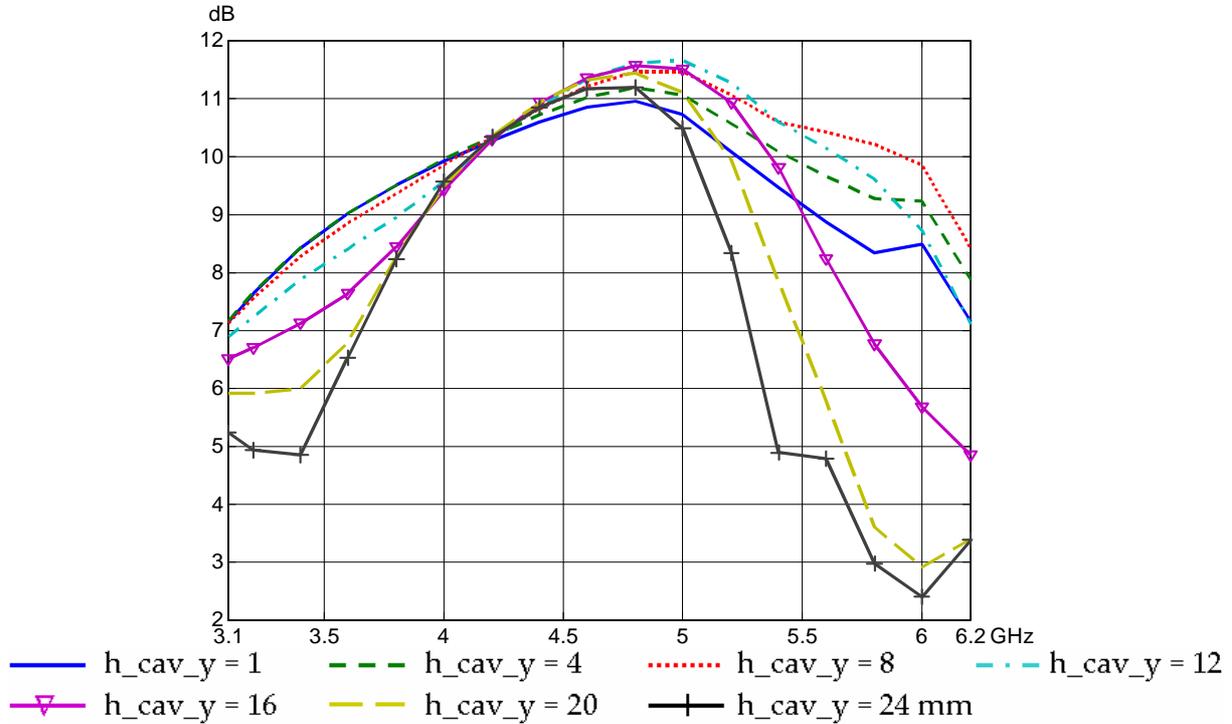


Figure 10 : Gain suivant l'axe Oz de l'antenne "sonde en F + triangle" avec 4 murs en fonction de la hauteur h_{cav_y} des murs parallèles au plan H

D'après la Figure 10, la présence de murs parallèles au plan H permet d'augmenter légèrement la valeur maximale du gain : ainsi, pour $h_{cav_y} = 12$ mm, le gain atteint 11.6 dB à 5.0 GHz. Dans le cas de la cavité avec deux murs vue au paragraphe 1.3, la valeur maximale du gain est de 10.9 dB.

Lorsque la hauteur h_{cav_y} devient trop importante, le gain chute au début et à la fin de la bande passante.

Souhaitant un gain stable et élevé, nous avons choisi une hauteur h_{cav_y} de 8 mm pour la réalisation du prototype.

Analogie avec le chapitre 1 :

- ce sont les murs parallèles au plan E qui contribuent essentiellement à l'augmentation du gain.
- la présence des murs parallèles au plan H permet d'augmenter légèrement le gain ou au contraire de le diminuer, suivant la valeur de la hauteur h_{cav_y} .

3. Réalisation et caractérisation du prototype

A partir de l'étude précédente, nous avons réalisé un prototype, puis mesuré son adaptation et son diagramme de rayonnement.

3.1. Réalisation

Le prototype a été réalisé en allongeant le plan de masse initialement carré et en ajoutant quatre murs à l'antenne "sonde en F + triangle" du chapitre 3. Les murs et la rallonge du plan de masse ont été découpés dans une feuille de cuivre. La continuité électrique entre les différents éléments est assurée par du ruban adhésif métallique conducteur. La Figure 11 présente une photographie du prototype réalisé et le Tableau II rappelle les valeurs des différents paramètres.

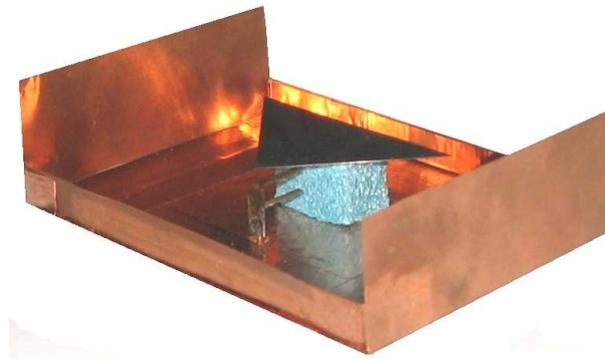


Figure 11 : Photographie du prototype de l'antenne "sonde en F + triangle" dans une cavité métallique à quatre murs

Paramètres	Valeur en mm	Paramètres	Valeur en mm
D	1	L ₁	9.9
L _p	36	L ₂	10.8
H	14.9	w	3.6
H ₁	10.0	L _g	67
H ₂	5.6	W _g	90
H ₃	0.1	h _{cav_x}	24
angle α	84 °	h _{cav_y}	8

Tableau II : Valeurs des paramètres du prototype de l'antenne "sonde en F + triangle" dans une cavité métallique à quatre murs

3.2. Mesure de l'adaptation

La Figure 12 présente le module du coefficient de réflexion mesuré du prototype et le compare à celui obtenu par simulation avec Microwave Studio.

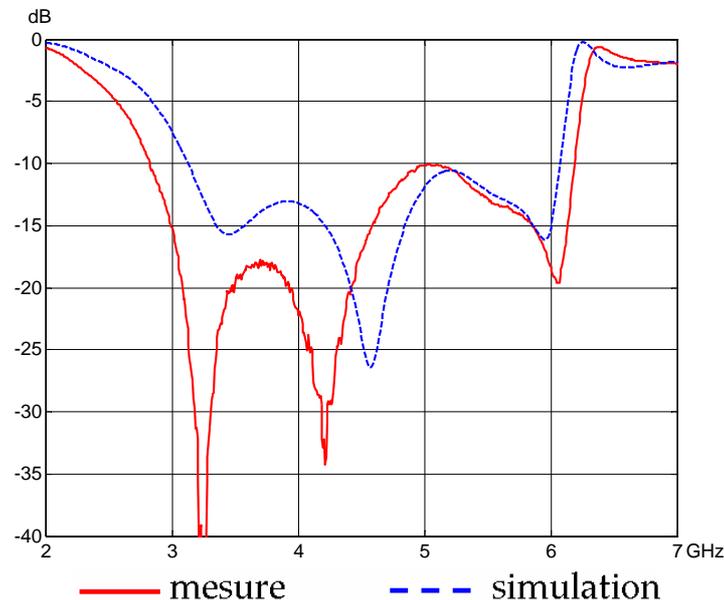


Figure 12 : Module du coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne "sonde en F + triangle" dans une cavité métallique à quatre murs

On note un bon accord entre la simulation et la mesure. La bande passante du prototype est toutefois plus large que celle prévue par Microwave Studio : elle est comprise entre 2.83 et 6.19 GHz soit 75 % ou 2.19 : 1.

3.3. Mesure du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement du prototype a été mesuré à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) dans les plans E (plan XZ) et H (plan YZ) à différentes fréquences de la bande passante.

La Figure 13 présente la comparaison entre les diagrammes mesurés et simulés avec Microwave Studio à 4.2 et 6.2 GHz. Nous rappelons que la composante croisée dans le plan E obtenue par simulation est négligeable et ne peut donc être comparée à la mesure.

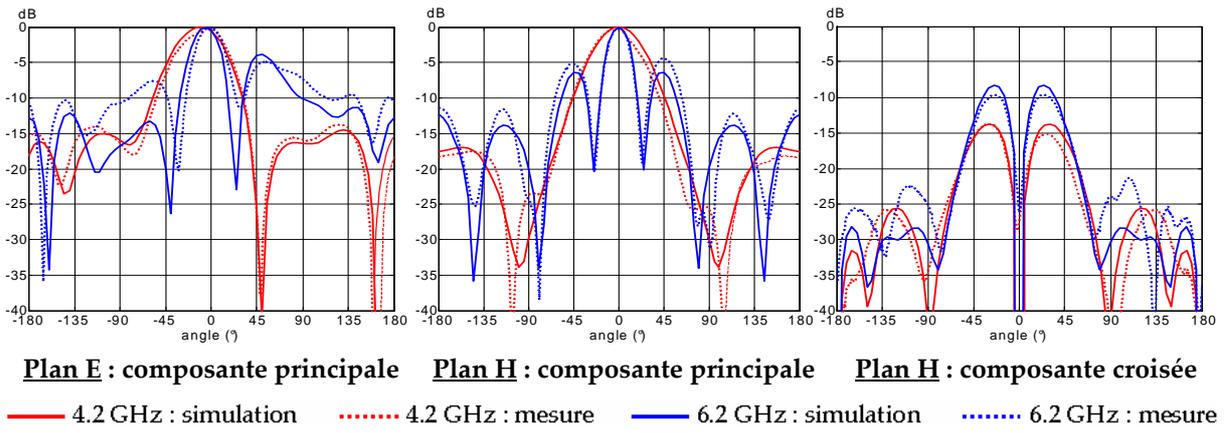


Figure 13 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 4.2 et 6.2 GHz

On note un assez bon accord entre la simulation et la mesure.

La Figure 14 et la Figure 15 présentent l'évolution du diagramme de rayonnement mesuré dans la bande passante dans les plans E et H. Nous rappelons que ces diagrammes sont normalisés dans chaque plan par rapport à la valeur maximale.

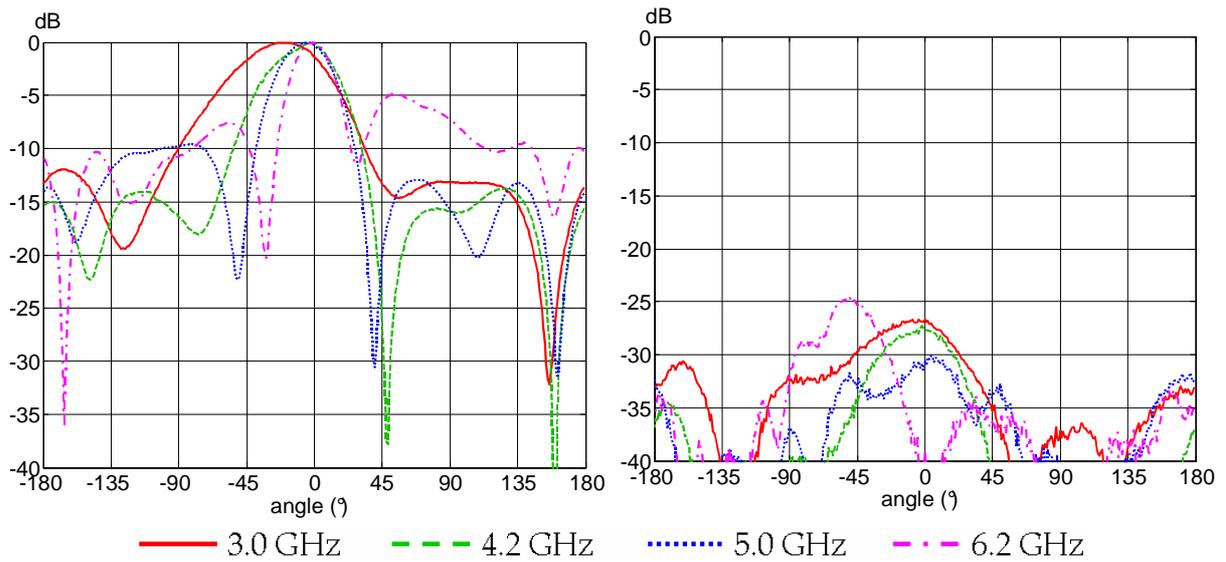


Figure 14 : Diagramme de rayonnement normalisé dans le plan E : composante principale (à gauche) et composante croisée (à droite)

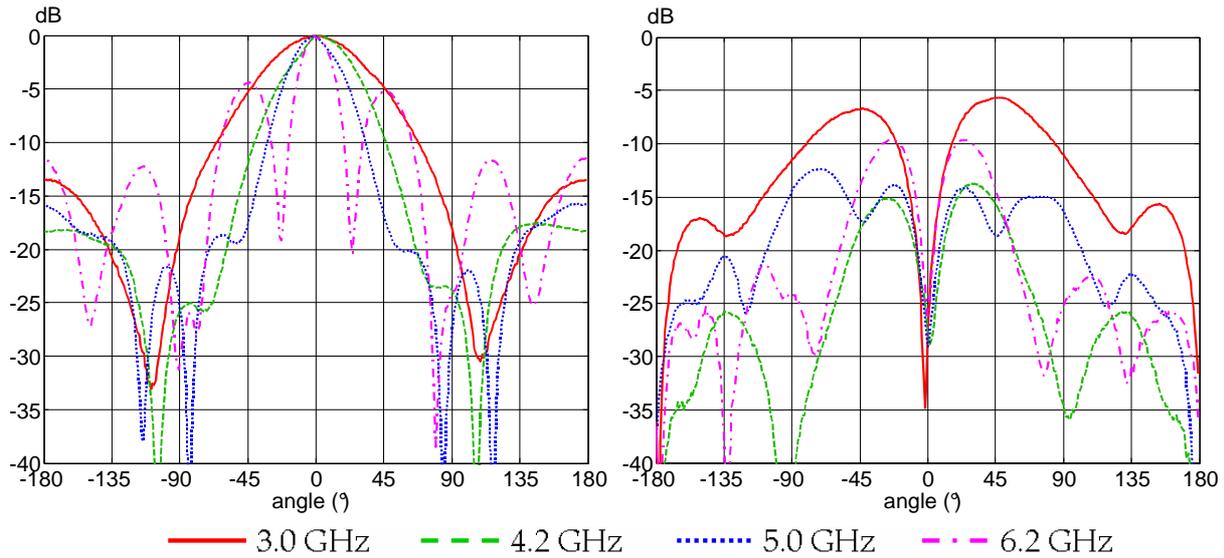


Figure 15 : Diagramme de rayonnement normalisé dans le plan H : composante principale (à gauche) et composante croisée (à droite)

D'après la Figure 14 et la Figure 15, le diagramme de rayonnement est relativement stable. Dans le plan E, on note un dépointage maximal du lobe principal de 20 degrés à 3.0 GHz. Ce dépointage était déjà présent dans le rayonnement de l'antenne sans cavité du chapitre 3. Il est également observé dans le diagramme simulé, ce qui ne remet pas en cause la réalisation du prototype, ni la qualité de la mesure. Le rapport avant-arrière est de -10 dB au maximum, alors qu'il est de -6 dB en l'absence de cavité. Enfin, la composante croisée reste faible : elle est inférieure à -25 dB.

Dans le plan H, la direction du lobe principal est stable. Le rapport avant-arrière maximal est de -11.5 dB, alors qu'il était de -8 dB sans la cavité. Le niveau de la composante croisée est nettement diminué par rapport à l'antenne sans cavité hormis à 3.0 GHz.

La Figure 16 présente l'évolution du gain dans la direction de l'axe Oz dans la bande passante de l'antenne et le compare avec celui obtenu en simulation et celui mesuré sans la cavité dans le chapitre 3.

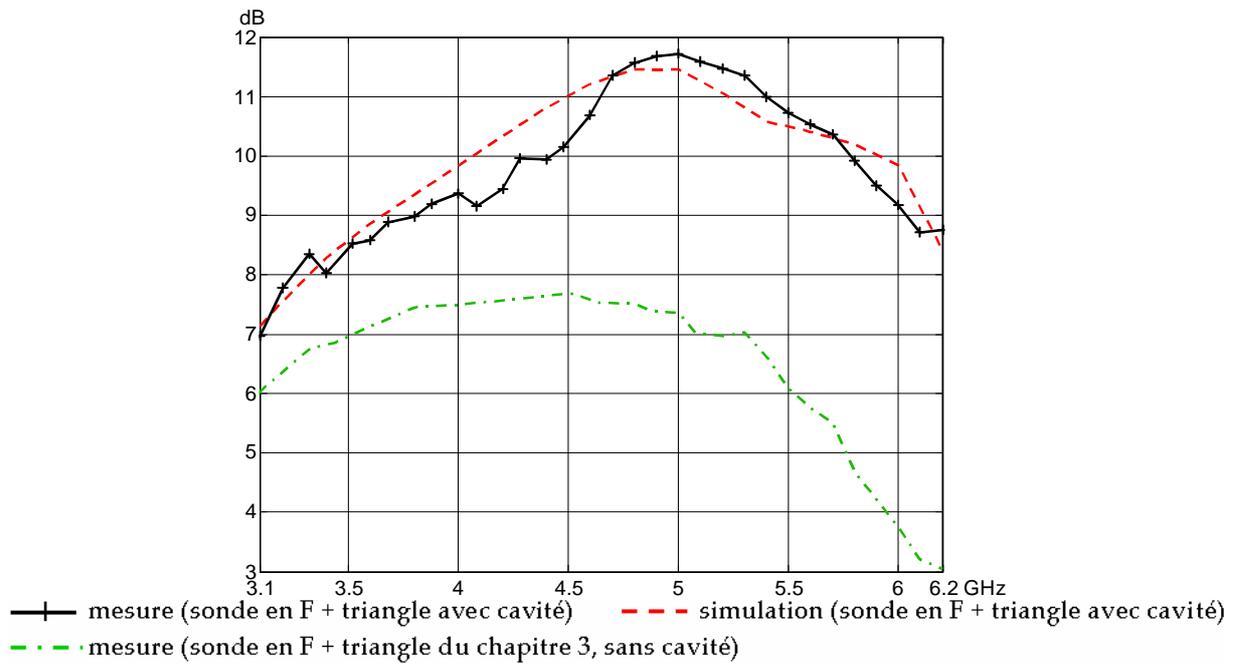


Figure 16 : Evolution du gain suivant l'axe Oz de l'antenne "sonde en F + triangle" avec la cavité : comparaison entre la simulation avec la cavité et les mesures avec et sans la cavité

D'après la Figure 16, on note un bon accord entre le gain simulé et mesuré.

Le gain maximal mesuré est de 11.7 dB. Il est assez stable dans la bande passante : sa variation est de 4.7 dB au maximum. Ce résultat permet de confirmer la stabilité du lobe principal dans la direction de l'axe Oz.

Enfin, la Figure 16 confirme l'apport de la cavité sur la valeur du gain dans la direction Oz : le gain maximal a augmenté de 4 dB.

Afin de déterminer l'origine de l'augmentation du gain, nous avons reporté sur la Figure 17 les diagrammes de rayonnement en gain simulés avec et sans la cavité.

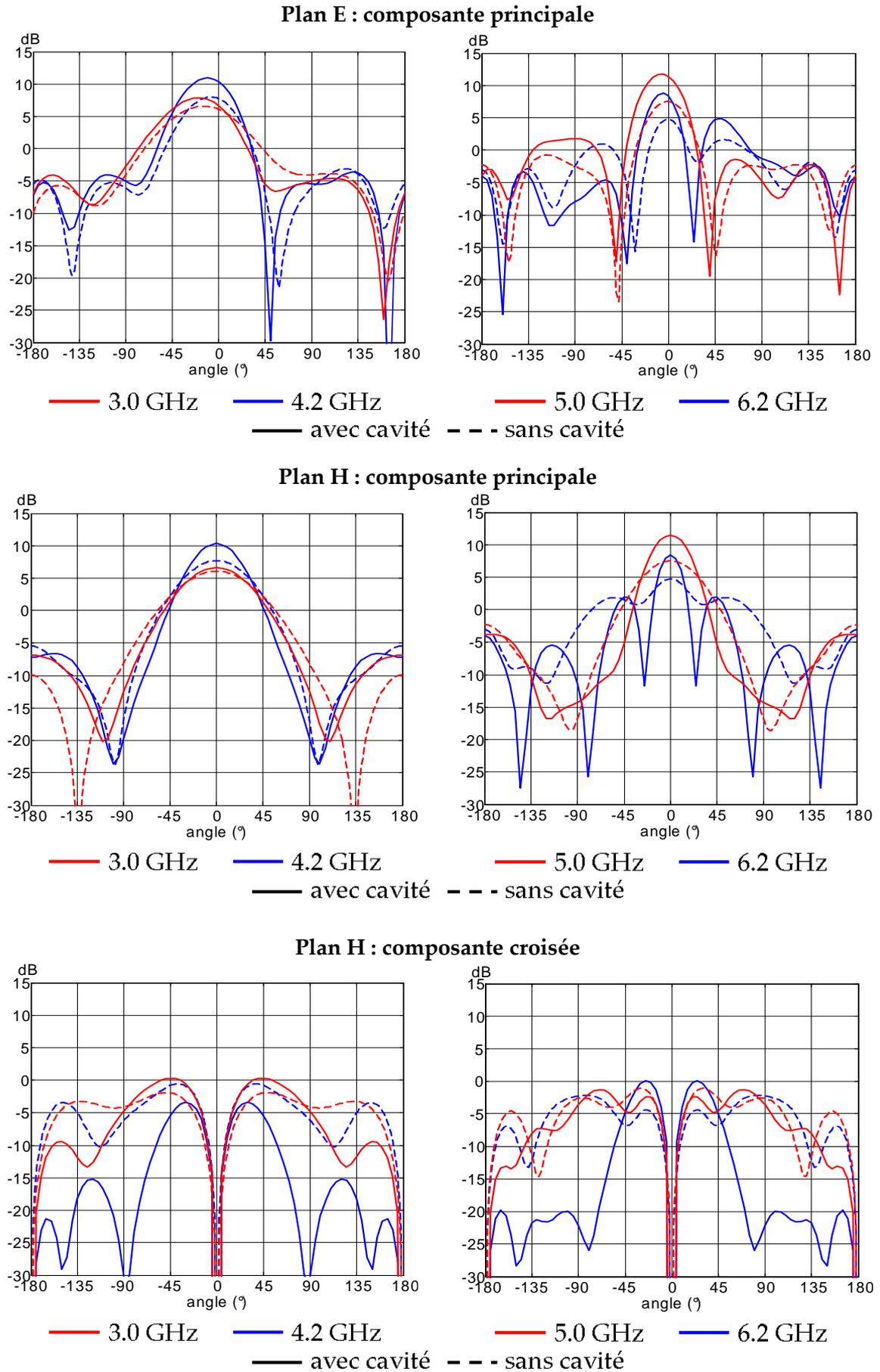


Figure 17 : Diagrammes de rayonnement en gain avec cavité et sans cavité

Nous avons constaté sur les diagrammes normalisés de la Figure 14 et de la Figure 15 une amélioration du rapport avant-arrière en présence de la cavité. Néanmoins, les comparaisons de rapport avant-arrière sont délicates car le gain maximal est différent. Ainsi, sur la Figure 17 représentant les diagrammes de rayonnement en gain, on ne constate pas de diminution du rayonnement arrière en présence de la cavité pour les composantes principales. Seule la composante croisée diminue à certaines fréquences. L'accroissement du gain suivant l'axe Oz est donc davantage dû à un rétrécissement du lobe et à une diminution de la composante croisée plutôt qu'à une diminution du rayonnement arrière.

4. Réduction du rayonnement arrière

4.1. Présentation de la structure

Nous avons vu au paragraphe précédent que la structure proposée ne permettait pas de réduire le rayonnement arrière de manière significative.

Il est naturel de penser d'une augmentation de la hauteur des murs de la cavité suivant y et une augmentation de la taille de la cavité pourraient diminuer le rayonnement arrière. Pourtant, les différents essais que nous avons faits n'ont pas été concluants :

- pas de nette diminution du rayonnement arrière
- dégradation du rayonnement avant
- dégradation de l'impédance

Nous proposons une autre structure représentée sur la Figure 18 dans laquelle des plateaux ont été ajoutés en haut des murs de la cavité. La taille de la cavité est la même que précédemment, c'est à dire :

$W_g = 90 \text{ mm}$; $L_g = 67 \text{ mm}$; $h_{\text{cav}_x} = 24 \text{ mm}$ et $h_{\text{cav}_y} = 8 \text{ mm}$.

La largeur de chaque plateau est de 100 mm, la taille globale de la structure est donc de 290 x 267 mm.

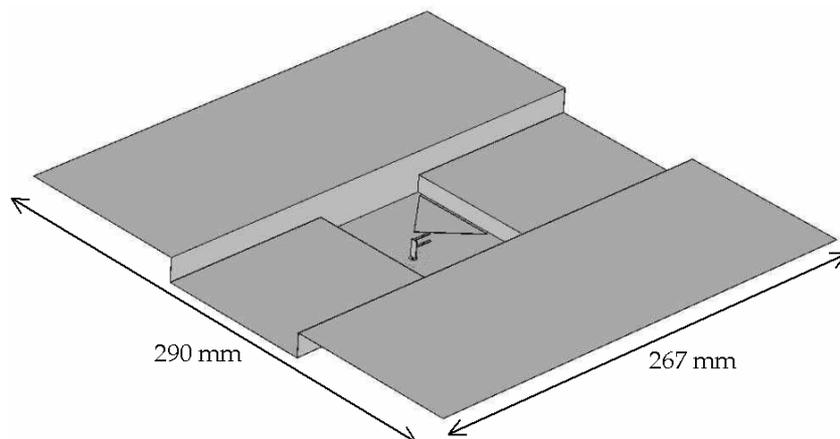


Figure 18 : Antenne "sonde en F+triangle" dans une cavité avec plateaux

4.2. Impédance d'entrée

Le coefficient de réflexion de l'antenne est présenté sur la Figure 19.

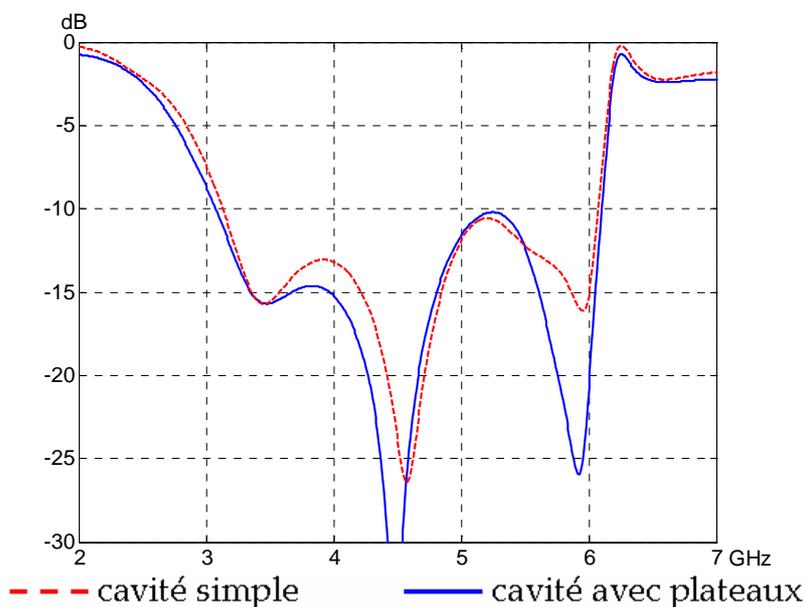


Figure 19 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne "sonde en F+triangle" dans la cavité avec plateaux

D'après la Figure 19, l'ajout des quatre plateaux n'a pas modifié significativement la bande passante de l'antenne.

4.3. Diagrammes de rayonnement

La Figure 20 présente le diagramme de rayonnement en gain simulé dans le plan E ; la composante croisée n'est pas représentée car elle est négligeable.

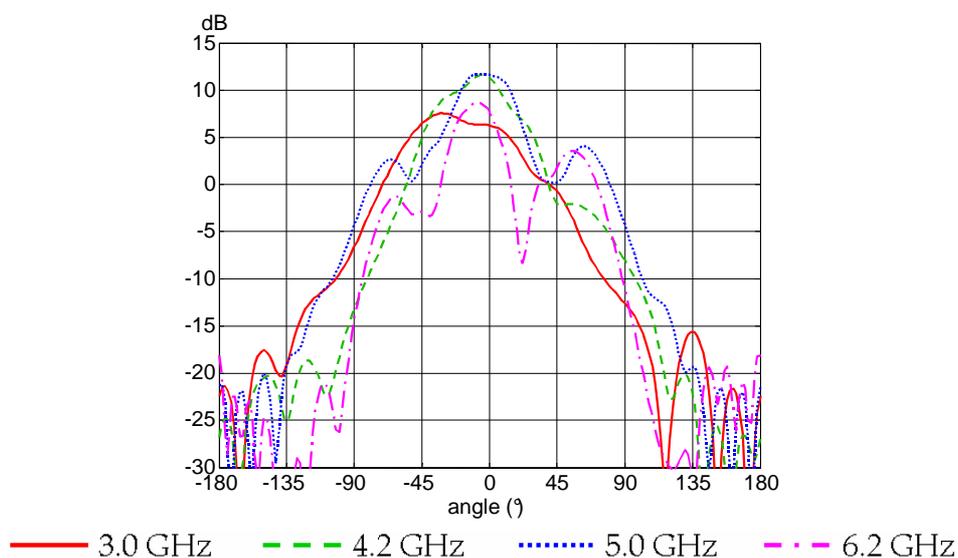


Figure 20 : Diagramme de rayonnement en gain dans le plan E : composante principale

La Figure 21 présente le diagramme de rayonnement en gain simulé dans le plan H.

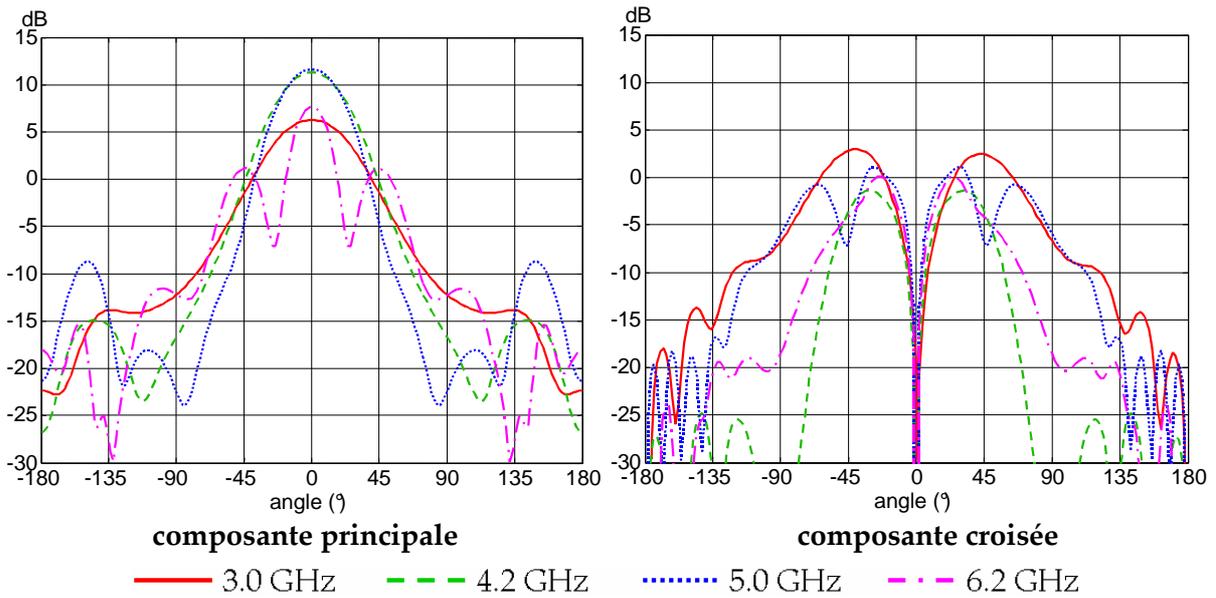


Figure 21 : Diagramme de rayonnement en gain dans le plan H : composantes principale et croisée

Si on compare ces diagrammes à ceux de la cavité simple (i.e. sans les plateaux) de la Figure 17, on constate une nette diminution du rayonnement arrière en présence des plateaux. Le gain dans la direction $\theta = 0^\circ$ est très peu modifié et le diagramme de rayonnement conserve la même forme.

Nous avons donc réussi à déterminer une configuration qui présente les quatre avantages suivants :

- conservation de la bande passante,
- conservation du gain maximal par rapport à la cavité simple,
- faible modification de la forme du diagramme entre -90° et $+90^\circ$,
- réduction notable du rayonnement arrière.

Consciente que cette structure est difficilement intégrable dans un système compte-tenu de sa taille, je pense qu'elle est néanmoins très instructive. Elle permet en effet de prendre conscience des zones dans lesquelles on ne pourra pas mettre de circuits électroniques. Ainsi, suivant l'axe Oy, la hauteur h_{cav_y} ne doit pas excéder 8 mm pour conserver le diagramme de rayonnement et l'adaptation. Elle nous indique aussi que la présence de circuits à la place des plateaux perturberait peu les caractéristiques de l'antenne. On perçoit donc ici tout l'avantage des antennes UWB directives par rapport aux antennes UWB omnidirectionnelles dont l'intégration dégrade fortement leurs propriétés comme cela a été montré dans [1] et [2].

5. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence les effets de la mise en cavité d'une antenne large bande, l'antenne "sonde en F + triangle".

Certaines analogies avec le cas du dipôle en cavité du chapitre 1 ont été soulignées comme la génération de résonances supplémentaires en présence de la cavité, l'accroissement du gain et le rôle prépondérant des murs parallèles au plan E.

Néanmoins, des différences sont également apparues, comme le rôle important des murs parallèles au plan H pour l'impédance de l'antenne "sonde en F + triangle", l'absence d'élargissement de la bande passante et également l'absence de réduction du rayonnement arrière.

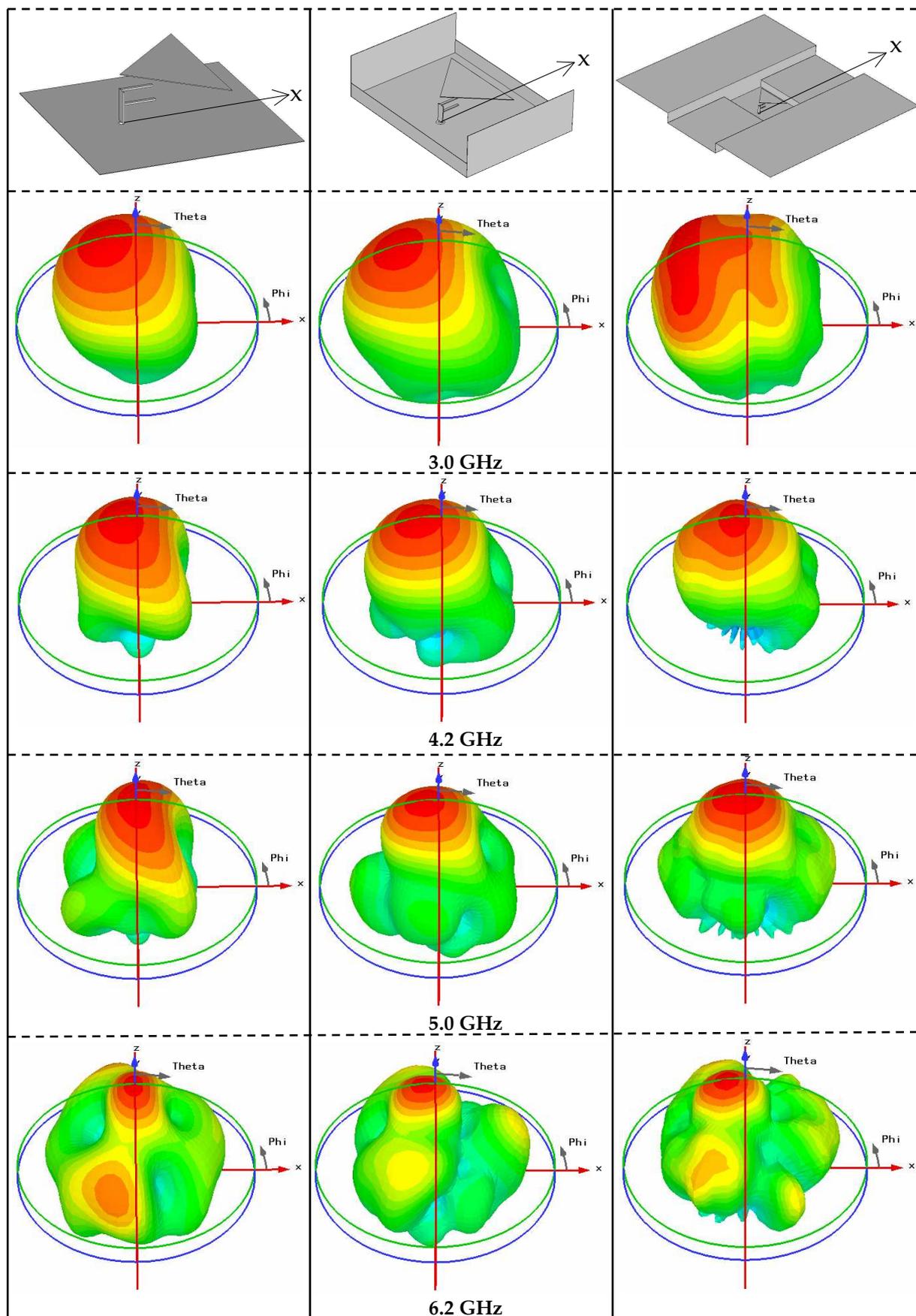
Une nouvelle structure a été proposée pour conserver la bande passante, le gain et pour réduire le rayonnement arrière.

L'étude de l'influence de la cavité simple ou de la cavité avec plateaux permet d'accéder à certaines informations relatives à l'intégration de l'antenne "sonde en F + triangle". Ainsi, nous avons pu définir les zones dans lesquelles il ne devait pas y avoir de parties métalliques, sous peine de dégradation des caractéristiques de l'antenne. Au-delà de ces zones, l'environnement perturbe peu le rayonnement de l'antenne. Ainsi, la Figure 22 montre les diagrammes en trois dimensions des trois structures étudiées :

- l'antenne "sonde en F + triangle"
- l'antenne "sonde en F + triangle" avec la cavité simple
- l'antenne "sonde en F + triangle" avec la cavité et les plateaux

On constate que dans ces trois cas, la forme générale du diagramme de rayonnement varie peu, même si les maxima sont différents puisque nous avons mis en évidence une augmentation du gain avec la cavité.

Nous pouvons donc en conclure que l'intégration de l'antenne directive "sonde en F + triangle" ne devrait pas poser trop de problèmes à condition de laisser vides certaines zones bien définies autour de l'antenne.



Attention : les maxima sont différents pour chaque structure et chaque fréquence

Figure 22 : Diagrammes en 3D des trois structures à différentes fréquences

6. Références bibliographiques

- [1] D. Heberling, D. Manteuffel, M. Martínez-Vázquez, M. Geissler, O. Litschke, "Small Antennas for Mobile and Ultra-Wideband Communication", Invited Paper, 13^{èmes} Journées Internationales de Nice sur les Antennes, Nice, France, 8-10 novembre 2004.
- [2] D. Manteuffel, J. Kunisch, W. Simon, M. Geissler, "Characterization of UWB antennas by their spatio-temporal transfer function based on FDTD simulations", Eu Electromagnetics Conference, Magdeburg, Germany, July 2004.
Présentation disponible à l'adresse web suivante :
www.rtsscientific-software.ca/rtsscientifics/News_and_Event/Empire_UWB_design.pdf

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse sont consacrés à l'utilisation de la troisième dimension dans la conception d'antennes pour, d'une part, mieux comprendre l'intégration d'un élément rayonnant dans un système et les effets de sa mise en cavité, et d'autre part, pour concevoir une antenne performante pour les communications UWB entre 3 et 6 GHz.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié les effets d'une cavité métallique sur une antenne simple qu'est un dipôle parallèle à un plan réflecteur. Certains phénomènes ont été mis en évidence comme la génération de nouvelles résonances permettant un élargissement de la bande passante en impédance, l'augmentation du gain vers l'avant et la réduction du rayonnement arrière.

Le tableau suivant rappelle les résultats obtenus pour deux structures "dipôle + cavité" que nous avons étudiées :

	Antenne n°1 (ch. 1 paragraphe 6.3.1)	Antenne n°2 (ch.1 paragraphe 6.3.2)
Bande passante sans les murs de la cavité (plan réflecteur uniquement)	47%	49%
Bande passante maximale avec les murs de la cavité	57%	59%
Gain maximal sur la bande passante sans les murs de la cavité (plan réflecteur uniquement)	7 dB	6.3 dB
Gain maximal sur la bande passante avec les murs de la cavité	9.9 dB	9.5 dB

L'utilisation d'une cavité lors de l'intégration du dipôle au-dessus d'un plan réflecteur est donc très avantageuse.

Le rôle prépondérant des murs de la cavité parallèles au plan E, c'est à dire parallèles au dipôle, a été montré aussi bien au niveau de l'impédance que du rayonnement.

Deux modèles simplifiés du système "dipôle + cavité" ont également été proposés. Ils permettent de réduire le temps de calcul de l'impédance et peuvent donc être mis à profit dans un logiciel d'optimisation.

En adoptant un autre point de vue, ces deux modèles peuvent également être considérés comme des antennes à part entière, c'est pourquoi leur rayonnement a été étudié. Nous

avons ainsi pu proposer une antenne large bande avec un rayonnement présentant une omnidirectionnalité relativement bonne dans le plan H.

Enfin, un prototype du dipôle avec la cavité est présenté. La mesure de son impédance, réalisée à l'ENST, et celle de son diagramme de rayonnement, réalisée dans la chambre anéchoïque de l'IETR, ont permis de valider les deux logiciels de simulation : Antef développé à l'Université de Rennes 1 et Microwave Studio de CST.

Dans le deuxième et le troisième chapitres, nous utilisons la troisième dimension pour concevoir une antenne compacte, directive pouvant être intégrée dans un système de communications UWB.

Nous nous sommes orientés vers les antennes microruban avec substrat épais, de faible permittivité, c'est à dire de l'air, et alimentées par une sonde coaxiale traversant le plan de masse. Celles-ci présentent en effet une large bande passante, un diagramme de rayonnement directif et une bonne isolation entre le circuit et la partie rayonnante. Après une présentation des différentes solutions existantes dans la littérature, nous avons choisi comme point de départ celle qui rassemblait le plus grand nombre des critères que nous recherchions.

Cette antenne est constituée d'une sonde en forme de F alimentant par couplage électromagnétique un élément rayonnant rectangulaire situé au-dessus d'un plan de masse. Elle présente une large bande passante en impédance, mais son diagramme de rayonnement n'est pas stable en fréquence.

Nous avons modifié l'antenne pour améliorer ce point en remplaçant le rectangle par un triangle : l'antenne ainsi obtenue est nommée "sonde en F + triangle". Le fonctionnement de cette nouvelle antenne a ensuite été transposé dans la bande UWB 3-6 GHz.

Une analyse détaillée du fonctionnement de l'antenne en impédance a été proposée et a permis d'élaborer une méthodologie de conception simple, rapide et efficace pour optimiser la bande passante de cette structure complexe.

Une généralisation de cette méthodologie à d'autres types de sondes telles que les sondes avec trois brins a également été développée.

L'antenne "sonde en F + triangle" ainsi optimisée présente les caractéristiques suivantes :

- une bande passante en impédance de 69%, comprise entre 3.0 et 6.1 GHz,
- un diagramme de rayonnement stable en fréquence,
- un gain maximum de 7.6 dB variant de 2 dB sur la bande passante,
- une faible dispersion avec une déviation standard du temps de groupe de 250 ps environ

Cette antenne apparaît donc comme une solution particulièrement intéressante et adaptée à un système de communication UWB fonctionnant entre 3.1 et 6 GHz.

De plus, l'utilisation de la technologie de mousse métallisée a permis de proposer un prototype robuste et simple à réaliser.

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré à l'analyse de la mise en cavité de l'antenne "sonde en F + triangle", en vue de son intégration dans un système de communication.

Cette étude a permis, d'une part, de généraliser certaines conclusions du chapitre 1 sur la mise en cavité du dipôle telles que la génération de résonances supplémentaires, l'accroissement du gain et le rôle prépondérant des murs parallèles au plan E.

D'autre part, cette étude a fourni des informations sur le comportement de l'antenne lors de son intégration dans un équipement radio. Elle a mis en évidence les zones "sensibles" autour de l'antenne, dans lesquelles il faut éviter la présence de circuits électroniques, afin de ne pas dégrader les caractéristiques de celle-ci. En dehors de ces zones, l'antenne "sonde en F + triangle" est relativement peu sensible à son environnement.

A partir de ces travaux de thèse, plusieurs perspectives peuvent être envisagées.

Tout d'abord, il paraît intéressant d'étudier l'influence d'autres formes de cavités. L'utilisation de modèles simplifiés dans un logiciel de synthèse pourrait conduire à la conception de cavités complexes aux performances optimales.

L'étude de la géométrie des sondes d'alimentation peut également être prolongée afin d'élargir la bande passante, minimiser la composante croisée dans le plan H, etc...

Enfin, la poursuite des travaux sur la réalisation en technologie mousse métallisée paraît prometteuse. Une métallisation du plan de masse et de la cavité, ainsi qu'une réflexion plus approfondie sur la conception générale, pourraient être envisagées pour minimiser davantage les coûts de fabrication.

Conclusion

LISTE DES PUBLICATIONS

1. Revues internationales avec comité de lecture

- AC. Lepage, X. Begaud, "A Compact Ultrawideband Triangular Patch Antenna", Microwave and Optical Technology Letters, February 20 2004.

2. Colloques internationaux avec comité de lecture

- A.C. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray, A. Sharaiha, S. Chainon, M. Himdi, "Antenne UWB compacte en mousse métallisée", 13èmes Journées Internationales de Nice sur les Antennes, Novembre 2004.
- AC. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray, A. Sharaiha "F-probe fed Broadband Triangular Patch Antennas Mounted on a Finite Ground Plane", IEEE Antennas and Propagation Symposium, Monterey, USA, Juin 2004.
- C. Marchais, AC. Lepage, G. Le Ray, A. Sharaiha, X. Begaud, "Design of E-probe proximity fed triangular patch antenna", International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM, Ottawa, Canada, Juillet 2004.
- C. Roblin, S. Bories, A.Sibille, AC. Lepage, X. Begaud, "Antenna Design, Analysis and Numerical Modeling for Impulse UWB", Wireless Personal Multimedia Communications, Abamo Terme, Italy, Septembre 2004.

3. Colloques nationaux avec comité de lecture

- AC. Lepage, X. Begaud, P.Poey, "Conception d'une antenne compacte très large bande pour applications multimedia", 13èmes Journées Nationales Micro-ondes, Lille, Mai 2003.
- A.C. Lepage, X. Begaud, "Mise en évidence de l'influence d'une cavité métallique placée à proximité d'une antenne dipôle", 5èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique, Grenoble, avril 2002 .

4. Revues

- A.Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C. Lepage, X. Begaud, "Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit", Revue de l'Electricité et de l'Electronique, avril 2004.

5. Séminaires

- A.C. Lepage, L. Schreider, X. Begaud, "Conception d'antennes large bande", poster présenté lors de la réunion plénière du GDR Ondes à Marseille en décembre 2003.
- A.C. Lepage, S. Bories, X. Begaud, A. Sibille, C. Roblin, "Conception d'antennes large bande", présentation lors de la réunion du groupe thématique n°2 du GDR Ondes sur le thème "Contraintes pour les Communications Ultra-large Bande" en décembre 2004.
- A.Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C. Lepage, X. Begaud, "Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit", Journées SEE d'études sur l'ULB en radar et communications, Juin 2003.

