



HAL
open science

Contribution à l'étude de l'intégration et du découplage d'antennes associées à une paroi en matériau composite

Georges da Silva

► **To cite this version:**

Georges da Silva. Contribution à l'étude de l'intégration et du découplage d'antennes associées à une paroi en matériau composite. Sciences de l'ingénieur [physics]. INSA de Rennes, 2014. Français. NNT : 2014ISAR0017 . tel-02917942

HAL Id: tel-02917942

<https://theses.hal.science/tel-02917942>

Submitted on 20 Aug 2020

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

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



THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES
Spécialité : *Électronique*

présentée par
Georges Da Silva
ECOLE DOCTORALE : *Matisse*
LABORATOIRE : *IETR*

**Contribution à l'étude de
l'intégration et du
découplage d'antennes
associées à une paroi en
matériau composite.**

Soutenance soutenue le 28.05.2014
devant le jury composé de :

Bernard Démoulin
Professeur émérite, Université de Lille, Lille / *président*
Alain Reineix
Directeur de recherche CNRS, Laboratoire XLIM, Limoges / *rapporteur*
Marc Hélier
Professeur, UPMC, Paris / *rapporteur*
Mohamed Himdi
Professeur, Université de Rennes 1, Rennes / *examineur*
Cyrille Le Meins
Ingénieur, Thales Communications & Security, Cholet / *examineur*
Patrick Parneix
Docteur-Expert, DCNS, Nantes / *examineur*
Sylvain Gransart
Ingénieur, DGA-MI, Bagneux / *examineur*
Philippe Besnier
Directeur de recherche CNRS, Laboratoire IETR, Rennes / *Directeur de thèse*
Cyril Cheype
Ingénieur, CERPEM, Laval / *Membre invité*

Remerciements

Ces travaux, financés par le projet FUI SAMCOM, ont été réalisés au sein de l'IETR et avec l'appui d'un nombre important de personnes que je tiens particulièrement à remercier.

Je commencerai tout naturellement par mon Directeur de thèse, Monsieur Philippe Besnier, directeur de recherche au sein du CNRS. Je le remercie pour sa grande disponibilité et pour la qualité de ses conseils scientifiques qui m'ont à chaque fois apporté la base et la motivation nécessaire à l'avancement de mes travaux de recherche.

Je remercie les membres du projet SAMCOM pour leur collaboration très enrichissante et notamment Cyril Cheype pour son dynamisme et ses compétences.

Je remercie très chaleureusement Monsieur Alain Reineix et Monsieur Marc Helier pour m'avoir fait l'honneur de juger mon travail en qualité de rapporteur.

Mes remerciements s'adressent ensuite aux nombreux examinateurs pour avoir accepté d'évaluer mes travaux de thèse.

Je remercie particulièrement mes frères, notamment Carlos pour ses précieux conseils.

Je tiens aussi à remercier particulièrement Monsieur Jérôme Sol pour sa disponibilité en ce qui concerne les mesures en chambre semi anéchoïque.

Je tiens à saluer mes collègues de bureau pour leurs soutiens et leurs bonnes humeurs.

SOMMAIRE

1	INTRODUCTION GENERALE.....	4
2	INTEGRATION ET DECOUPLAGE D'ANTENNES.....	6
2.1	POSITION DU PROBLEME	6
2.1.1	<i>Intégration.....</i>	6
2.1.2	<i>Découplage.....</i>	7
2.1.3	<i>Rappel du contexte CEM dans le cadre du projet SAMCOM.....</i>	7
2.1.4	<i>Les méthodes d'analyse de couplage</i>	9
2.1.5	<i>Cohabitation entre antennes.....</i>	10
2.2	EXAMEN DE L'ETAT DE L'ART.....	13
2.2.1	<i>Solutions d'intégration et de découplage pour antennes associées à des terminaux</i>	13
2.2.2	<i>Objectifs et contribution de la thèse.....</i>	26
2.3	LES REFERENCES DE LA PARTIE 2.....	28
3	INTEGRATION D'UNE ANTENNE A UNE PAROI COMPOSITE.....	31
3.1	DESCRIPTION DE LA SITUATION DE PRINCIPE	31
3.2	NECESSITE OU NON D'UNE SOLUTION D'INTEGRATION	33
3.2.1	<i>Suivant la nature de l'antenne et le mode d'intégration.....</i>	33
3.2.2	<i>Solutions d'intégration envisagées.....</i>	57
3.3	SOLUTIONS D'INTEGRATIONS	58
3.3.1	<i>Ferrites. Principe et optimisation.....</i>	58
3.3.2	<i>Absorbants. Principe et optimisation</i>	75
3.3.3	<i>Surfaces artificielles (SHI). Principe et optimisation.....</i>	83
3.4	CONCLUSIONS SUR LES SOLUTIONS D'INTEGRATION	96
3.5	LES REFERENCES DE LA PARTIE 3	98
4	SOLUTIONS DE DECOUPLAGE.....	99
4.1	COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE ENTRE DEUX ANTENNES EN ESPACE LIBRE	99
4.1.1	<i>Couplage en champ proche réactif.....</i>	99
4.1.2	<i>Couplage en champ proche rayonné.....</i>	99
4.1.3	<i>Couplage en champ lointain.....</i>	100
4.1.4	<i>Prise en compte des désadaptations d'antennes.....</i>	101
4.2	COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE ENTRE DEUX ANTENNES ASSOCIEES SUR UNE MEME PAROI	104
4.2.1	<i>Couplage antenne - antenne.....</i>	104
4.2.2	<i>Couplage antenne - paroi.....</i>	107
4.2.3	<i>Solutions de découplage envisagées.....</i>	109
4.3	APPORT DE LA MISE EN CAVITE.....	110
4.3.1	<i>Principe.....</i>	110
4.3.2	<i>Illustration pour le cas d'une antenne large bande type Dipôle-Boucle.....</i>	110
4.3.3	<i>Présentation des résultats.....</i>	112
4.4	ABSORBANTS ELECTROMAGNETIQUES : COMPROMIS PERFORMANCE ENCOMBREMENT	118
4.4.1	<i>Généralité sur les absorbants.....</i>	118
4.4.2	<i>Estimation des paramètres constitutifs d'un milieu absorbant.....</i>	119
4.4.3	<i>Interposition d'un absorbant entre deux antennes patch.....</i>	123
4.4.4	<i>Encombrement et position de l'absorbant.....</i>	123
4.4.5	<i>Découplage entre antennes à une distance de 60.6 cm.....</i>	124
4.4.6	<i>Les valeurs de $S_{2,1}$ pour une distance de 121,2 cm.....</i>	127
4.4.7	<i>Schéma de principe pour une distance de 121,2 cm.....</i>	130
4.4.8	<i>Les valeurs de $S_{2,1}$ pour les deux absorbants.....</i>	130
4.4.9	<i>Absorbants en présence d'une paroi porteuse.....</i>	133

4.5	SURFACES ARTIFICIELLES DE TYPE BIE.....	138
4.5.1	Principe.....	138
4.5.2	Découplage $S_{2,1}$	139
4.5.3	Conclusion.....	141
4.6	TIGE CONDUCTRICE UNIQUE OU EN FAIBLE NOMBRE.....	142
4.6.1	Principe.....	142
4.6.2	Approche théorique de l'effet du découplage apporté par une tige.....	142
4.6.3	Le facteur A.....	144
4.6.4	Découplage d'antennes Patch au moyen d'une tige verticale.....	146
4.6.5	Les valeurs de $S_{2,1}$	147
4.6.6	Courants induits sur la tige.....	148
4.6.7	Tige métallique verticale en présence d'une paroi.....	149
4.6.8	Conclusion sur la tige.....	151
4.7	FORET DE TIGES PERIODIQUES (OU MILIEU DILUE EN DESSOUS DE LA RESONANCE PLASMON).....	152
4.7.1	Principe de fonctionnement.....	152
4.7.2	Découplage par forêt de tige appliqué à des antennes patches.....	153
4.7.3	Forêt de tiges comme solution large bande.....	156
4.7.4	Forêt de tiges appliquée aux antennes discones - validation expérimentale.....	158
4.7.5	Investigation sur antennes large bande (100 MHz - 500 MHz) en paroi.....	162
4.7.6	Investigation sur antennes large bande (100 MHz - 500 MHz) en paroi avec quatre rangées de deux tiges montées aux extrémités de chaque cavité.....	164
4.8	CONCLUSION SUR LES SOLUTIONS DE DECOUPLAGE.....	166
4.9	LES REFERENCES DE LA PARTIE 4.....	167
5	ANALYSE DU DECOUPLAGE D'ANTENNES LARGE BANDE [VHF - UHF] - APPLICATION A DES ANTENNES DIPOLES-BOUCLES.....	168
5.1	CONFIGURATION INITIALE DES ANTENNES.....	168
5.2	SOLUTIONS DE TYPE FORET DE TIGES.....	169
5.2.1	Forêt de tiges optimisée en bande UHF [>300 MHz].....	169
5.2.2	Forêt de tiges optimisée en bande VHF [100 MHz - 200 MHz].....	172
5.2.3	Tentative de combinaison des tiges pour obtenir un découplage VHF/UHF.....	175
5.2.4	Réduction de la dimension des tiges pour obtenir un découplage VHF.....	178
5.3	SOLUTIONS ABSORBANTS EN SURFACE EN COMBINAISON AVEC FORET DE TIGE.....	184
5.3.1	Tiges de petite taille dans un bloc diélectrique absorbant.....	184
5.3.2	Augmentation de la dimension de l'absorbant suivant l'épaisseur.....	186
5.3.3	Absorbant avec propriétés magnétiques.....	191
5.3.4	Absorbant à pertes diélectriques avec profil géométrique.....	197
5.3.5	Absorbant de type diélectrique à pertes avec profil géométrique - couche d'air de 3 mm 202	
5.3.6	Tiges en contacts et hors contacts.....	205
5.4	APPORT D'ABSORBANTS EN PAROI.....	207
5.4.1	Absorbant - hauteur de 250 mm.....	207
5.4.2	Absorbant - hauteur de 50 mm.....	213
5.4.3	Absorbant - hauteur de 50 mm avec propriétés magnétiques.....	215
5.4.4	Absorbant - hauteur de 50 mm avec une épaisseur de 400 mm et avec des propriétés magnétiques.....	217
5.4.5	Absorbant - hauteur de 50 mm avec une largeur limitée et avec des propriétés magnétiques.....	219
5.5	CONCLUSION APPLIQUEE AUX ANTENNES DIPOLES BOUCLES.....	222
6	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	223
6.1	CONCLUSION GENERALE.....	223
6.2	PERSPECTIVES.....	226
7	ANNEXES.....	227
7.1	ANNEXE 1 : LA FERRITE.....	227
7.2	ANNEXE 2 : CMP 727 NMO DE ARA TECHNOLOGIES.....	229
7.3	ANNEXE 3 : ANTENNE SPIRALE IBCA 0540-SP DE IMC.....	230
7.4	ANNEXE 4 : ABSORBANT C-RAM 30 MT DE CUMING MICROWAVE.....	232

1 INTRODUCTION GENERALE

Contexte

Les systèmes de communication à bord de certains navires ou véhicules terrestres peuvent être très nombreux. Il en résulte des architectures de systèmes rayonnants particulièrement élaborées. La compacité de ces systèmes et la compatibilité radioélectrique représentent des enjeux importants.

Dans le cadre du projet SAMCOM, les partenaires du projet s'attachent à exploiter l'atout des parois porteuses en composite. Dans ce contexte, il s'agit de fixer des antennes en paroi, d'examiner le recours à des matériaux composites eux-mêmes pour leur conception et d'étudier les optimisations possibles en termes d'intégration des antennes en paroi et de découplage électromagnétique entre deux ou plusieurs éléments rayonnants.

C'est dans ce contexte que l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR, UMR 6164), trois partenaires industriels : DCNS, Thales Communication & Security, Plastima Composites et deux centres techniques : CERPEM et CEMCAT se sont associés au sein du projet FUI SAMCOM (Systèmes Antennaires en Matériaux COMposites) afin d'examiner de nouveaux concepts d'antennes larges bandes V-UHF dans des superstructures composites. Le projet porte également sur l'élaboration de techniques favorisant d'une part leur intégration et d'autre part le découplage entre les antennes. Ce projet collaboratif est né grâce au soutien du pôle de compétitivité EMC2 (Ensembles Métalliques et Composites Complexes) de la région Pays de la Loire.

Objectifs de la thèse

L'objectif de cette thèse est double. La première partie de nos travaux porte sur la question de l'intégration d'une antenne à une paroi de nature composite. Il s'agit pour l'essentiel de s'assurer que les caractéristiques de fonctionnement de l'antenne associée à la paroi puissent être conservées, voire renforcées, sans qu'il soit pour autant nécessaire d'éloigner l'élément rayonnant de la paroi au moyen par exemple d'un mât. Nous évaluons différents scénarios possibles d'intégration au moyen par exemple de l'interposition de matériaux naturels ou artificiels intégrés à la paroi composite. Le second volet de cette thèse concerne le découplage d'antennes associées sur une même paroi. Il s'agit de rechercher les

moyens qui permettraient d'augmenter des performances de découplage entre antennes et par conséquent de limiter l'espacement entre antennes. Dans ce contexte, l'ingénierie de la paroi composite support représente un possible degré de liberté.

Les applications visées sont les antennes V-UHF de communications navales et terrestres.

Organisation du manuscrit

Ce manuscrit est divisé en quatre chapitres, qui suivent ce chapitre introductif :

- Dans le deuxième chapitre, un état de l'art concernant les techniques d'intégration et de découplage entre les éléments rayonnants est dressé ainsi qu'un tableau récapitulatif sur les performances des techniques de découplage. Après cette présentation, les objectifs et les contributions de la thèse seront présentés dans la perspective spécifique de l'intégration de ces antennes à des parois composites.
- Le troisième chapitre est dédié à l'utilisation des techniques d'intégration permettant d'intégrer le système antenne suivant le type d'antenne et son mode d'intégration. Nous y examinons et évaluons notamment des solutions d'intégration nécessitant la mise en œuvre de matériaux de type ferrite, absorbants et surfaces à haute impédance.
- Le quatrième chapitre est quant à lui consacré au développement des solutions de découplage. Nous y examinons successivement plusieurs solutions. La solution la plus intuitive consiste tout d'abord en l'utilisation d'absorbants électromagnétiques intégrés au sein de la paroi composite ou à la surface de celle-ci. Ces solutions à base d'absorbants seront également confrontées à des solutions spécifiques basées sur l'utilisation de milieux de type à « bande interdite électromagnétique ». Nous aborderons ensuite une famille de solutions originales basées tout d'abord sur des dispositifs perturbateurs de type tiges conductrices prises isolément ou associées entre elles pour former une forêt de tiges.
- Le cinquième chapitre propose une technique originale de découplage, en la déclinant dans un cas concret : le découplage d'antennes à large bande conçues au sein du projet SAMCOM dans la perspective du futur démonstrateur naval en cours de conception. Cette technique reposera sur l'emploi combiné d'une forêt de tiges et d'un absorbant électromagnétique.

2 INTEGRATION ET DECOUPLAGE D'ANTENNES

2.1 Position du problème

2.1.1 Intégration

L'intégration d'une antenne peut se voir de deux façons différentes. Il peut s'agir, d'une part, d'une antenne conçue intrinsèquement, indépendamment de l'endroit où elle sera intégrée. D'autre part, nous pouvons concevoir l'intégration comme une co-conception de l'antenne et de sa paroi porteuse ou de son support.

Le premier cas est très fréquent. L'antenne est réalisée et possède des performances conformes au cahier des charges initial. Elle est ensuite intégrée à son support. Le support et l'environnement de l'antenne peuvent altérer ses performances de manière importante.

Il faut alors envisager des solutions diverses en fonction de la nature de l'antenne et de son mode de fonctionnement afin de garantir ses performances de rayonnement.

2.1.1.1 Principe général de l'intégration

Le rayonnement d'une antenne provient de la distribution de charges et de courants. Nous prendrons pour exemple le cas d'une antenne électrique, dont le principe consiste à imposer une différence de potentiel entre deux parties métalliques disjointes. Il en découle une distribution de charges en fonction de la géométrie de l'antenne. La variation temporelle (éventuellement sinusoïdale) de la tension fait apparaître une distribution de courant responsable du rayonnement électromagnétique.

L'intégration de l'antenne à une structure porteuse peut entraîner une modification de la distribution de courant initiale. En effet, dans l'exemple d'une structure porteuse conductrice, des lignes de champ électrique peuvent être attachées à la structure créant ainsi une accumulation de charges qui donnera naissance à une distribution de courant en régime dynamique. A son tour, cette distribution de courant sur la structure peut être à l'origine d'un couplage (rétroaction) sur l'antenne entraînant la modification de la distribution de courant sur l'élément rayonnant. Une antenne accordée sur une bande étroite peut par exemple se retrouver ainsi totalement désadaptée.

2.1.2 Découplage

Le découplage est une condition importante dans le cadre de la cohabitation de systèmes de communication qui utilisent la même bande de fréquence pour l'émission et la réception.

En réception, le signal hors bande peut également contribuer à augmenter le rapport signal sur bruit, même si les filtres sont correctement dimensionnés. Les produits d'intermodulation peuvent également être une contribution, sans compter la pollution électromagnétique engendrée par des rayonnements non intentionnels.

2.1.2.1 Le découplage : une composante de la compatibilité radioélectrique

Dans une chaîne de communication, le découplage ne représente qu'un aspect particulier des échanges électromagnétiques entre une antenne en émission et une antenne en réception. L'électronique des chaînes d'émission / réception contribue fortement à la réduction des interférences, notamment hors bande de la réception.

2.1.2.2 Principe général d'une situation de découplage

Il existe deux types de contributions possibles :

- ✚ Par rayonnement direct ou indirect (réflexions /diffraction) entre les deux antennes (champ proche rayonné ou champ lointain).
- ✚ Par influence mutuelle si les antennes sont situées en zone de champ proche réactif l'une de l'autre et par propagation de courants de surface sur la structure porteuse.

2.1.3 Rappel du contexte CEM dans le cadre du projet SAMCOM

L'objectif de cette partie est de proposer une démarche méthodologique permettant d'étudier la faisabilité d'antennes montées sur des supports composites. Nous savons que ces matériaux composites sont un assemblage d'au moins deux matériaux non miscibles. Ils offrent des propriétés extraordinaires grâce à leurs caractéristiques intrinsèques importantes d'un point de vue mécanique.

Les composites trouvent au fil du temps de nouvelles applications grâce à l'amélioration des matériaux de base, au retour d'expérience sur les performances des matériaux mixtes, et enfin à la puissance des algorithmes pour leur dimensionnement [PAR 02].

En 1990, en France, un progrès technologique considérable a permis la création des superstructures en matériaux composites pour les frégates type LA FAYETTE et dérivées. Les matériaux composites deviennent de plus en plus des matériaux multifonctionnels, c'est-à-dire intégrant au-delà du simple rôle structural, des fonctions telles que le transfert d'information, la furtivité... [PAR 02]. Profitant de ce développement, de nombreux partenaires industriels se sont rassemblés autour d'un projet commun appelé SAMCOM.

La finalité de ce programme de recherche, co-labellisé avec le pôle EMC2 et le pôle Mer-Paca, est de faire cohabiter un maximum d'antennes sur un véhicule naval ou terrestre, soit en développant une structure composite à fonction antenne, soit en intégrant des antennes multiples dans les parois de la structure. Pour développer ces points, un démonstrateur sera réalisé.

Les marchés visés sont aussi bien civils que militaires. En outre, l'utilisation de ces antennes montées sur composite permettra à terme d'optimiser les coûts de maintenance.

Plus particulièrement, les futures générations d'antenne vont faire appel à des spécifications de plus en plus exigeantes. Les antennes devront fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences (VHF et UHF) tout en respectant de hauts critères de performance. Elles devront aussi, pour des raisons pratiques et de performance radioélectrique, être intégrées à une paroi composite, ce qui requiert la mise au point de structures compactes, discrètes et limitant les problèmes de compatibilité/interférence (CEM/IEM) électromagnétique avec les circuits électroniques environnants.

Aux fréquences UHF et VHF, l'antenne constitue le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis du Projet SAMCOM. De plus, la tendance actuelle dans les communications est de favoriser la diminution de la taille des éléments rayonnants [GRA 10] car nous pouvons nous attendre à une forte augmentation des moyens de communications sans fil dans les années à venir [WEB 01].

2.1.4 Les méthodes d'analyse de couplage

2.1.4.1 Paramètres d'une antenne

L'étude des effets du couplage mutuel entre plusieurs antennes présente un intérêt important en termes de compatibilité radioélectrique.

Nous pouvons constater que ces couplages doivent être pris en considération car dans certains cas ils peuvent modifier les caractéristiques de l'antenne [LEE 96].

Les paramètres d'intérêt pour un transducteur sont les suivants :

- ✚ Résistance de rayonnement.
- ✚ Impédance d'entrée.
- ✚ Distribution de courant.
- ✚ Diagramme de rayonnement.
- ✚ Directivité et/ou gain.

Tous n'évoluent pas indépendamment les uns des autres.

La connaissance de la distribution en courant demeure essentielle pour bien comprendre les couplages électromagnétiques.

En somme, le couplage mutuel est susceptible d'entraîner d'une part une modification des caractéristiques de rayonnement de l'antenne et d'autre part une désadaptation d'impédance vis-à-vis de l'alimentation qui se traduit par une modification potentielle de la répartition d'énergie et de phase au sens des paramètres S d'un circuit équivalent multi pôles. Une distribution en courant non désirée en phase et en amplitude vient s'ajouter à ces contraintes [LEE 96].

Les méthodes analytiques exploitent le principe de réaction [BAL 82] car elles permettent d'estimer les impédances mutuelles à partir du principe de réciprocité. Nous cherchons à définir les distributions approchées du courant sur les antennes afin d'en contrôler le couplage.

2.1.5 Cohabitation entre antennes

2.1.5.1 Introduction aux antennes

Une antenne en fonctionnement réalise la fonction de transmission ou de réception. Souvent, elle est soumise à son environnement. Cet environnement électromagnétique complexe englobe d'autres antennes montées sur une même paroi dans le cas des frégates [PAR 02], ou bien sur un même pylône de retransmission [NIC 07].

Les causes principales du développement des sites de radiodiffusion et radio-télécommunication sont liées d'une part à la croissance spectaculaire des applications radioélectriques fixes et mobiles, d'autre part à la tendance à la numérisation des données [AFF 07]. La densification de nouvelles sources radioélectriques liée à l'explosion de la téléphonie (GSM 850 - 900, DCS1800, PCS, UMTS), engendre des perturbations électromagnétiques potentielles [AZOU 09], et souligne l'importance de miniaturiser ces éléments actifs encombrants.

Les éléments aériens créent un rayonnement électromagnétique qui va se répercuter par la création de densités de courant ou de charge à proximité d'un autre transducteur dans les zones où plusieurs dispositifs rayonnants sont susceptibles de cohabiter. Dans ce cadre, de nouvelles densités de courant et de charge vont modifier les caractéristiques de rayonnement de l'antenne victime. De plus, les effets de couplages peuvent rendre inopérante la fonction de transmission/réception de l'antenne.

Ce couplage joue un rôle majeur dans la conception d'antenne in-situ, les concepteurs doivent donc le prendre en compte dans les cas suivants :

- En compatibilité radioélectrique des systèmes où la vulnérabilité des équipements proches demeure problématique [CAR 02].
- En CEM Radio où les perturbations générées peuvent induire des interférences dans le canal utile de transmission [NIC 04].
- Dans la conception de réseaux d'antennes où, pour éviter l'apparition de lobes de réseau secondaires, les éléments antennaires doivent être proches les uns des autres [BAL 82].
- En téléphonie mobile dans laquelle l'interaction antenne – boîtier résulte aussi d'un problème de couplage [VIL 07], [EDV 01].

Le calcul des caractéristiques de rayonnement et de couplage d'une antenne réelle réclame la prise en compte de plusieurs paramètres. Un élément rayonnant, soumis à un couplage au sein d'un milieu constitué de plusieurs sources perturbatrices, est difficilement

modélisable et souvent les mécanismes d'interactions électromagnétiques restent très complexes. Pour obtenir une connaissance précise de l'antenne dans son environnement, il faut faire le calcul du couplage entre plusieurs éléments dans une configuration globale.

Nous donnons ici un aperçu des notions de base permettant de définir les critères de compatibilité radioélectrique. Ces grandeurs, très difficilement calculables en dehors de configurations canoniques, sont en principe mesurables.

2.1.5.2 Méthode conventionnelle de couplage mutuel

Gupta [GUP 08] étudia les effets de couplage mutuel en considérant N antennes comme un réseau de N-accès. Les tensions compensées sont définies en circuit ouvert à partir des tensions mesurées aux bornes d'antenne, en utilisant la mutuelle impédance. L'impédance mutuelle conventionnelle $Z_{k,i}$ se caractérise par un rapport de la tension induite sur l'antenne k en circuit ouvert sur le courant d'excitation sur l'antenne i.

Nous négligeons alors selon cette définition le re-rayonnement de l'antenne k.

$$V_k = I_1 Z_{k,1} + I_2 Z_{k,2} + \dots + I_k Z_{k,k} \quad [01]$$

2.1.5.3 Méthode d'impédance de réception mutuelle

Lui [LUI 09] a introduit l'impédance mutuelle de réception par rapport à l'impédance mutuelle classique, qui est calculée sur la base d'une hypothèse en circuit ouvert. Il a pris l'hypothèse que le réseau d'antennes est en « mode de transmission ».

La réception d'impédance mutuelle est calculée dans les conditions (1) où les éléments d'antenne sont terminés par une impédance connue, Z_l , et (2) les éléments d'antenne sont en mode de réception, en vertu d'une excitation externe.

Considérons un réseau d'antenne composée de N éléments où chaque terminaison est adaptée avec la même impédance Z_l .

Quand le réseau d'antenne est excité par une source incidente, la tension au pied d'antenne s'exprime par l'expression suivante :

$$V_k = Z_k I_k = U_k + W_k \quad [02]$$

Où U_k désigne la tension induite sur l'antenne et W_k correspond à la tension provoquée par les effets du couplage entre antennes [LUI 09].

2.1.5.4 Matrice S

Le coefficient de couplage entre deux éléments rayonnant s'exprime à partir des éléments de la matrice S ou bien de la matrice Z du système mettant en relation les deux antennes. La forme la plus courante du coefficient de couplage entre deux antennes identiques, à une fréquence fixée est donnée dans [KAZ 02] :

$$CdB(f) = 10 \log_{10} \left(\frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right) \quad [03]$$

Cette expression est obtenue à partir des paramètres Z ou Y du système des deux antennes. Le facteur du couplage C, est fonction du terme mutuel $S_{2,1}$, mais aussi du paramètre $S_{1,1}$, qui représente le niveau d'adaptation de l'antenne.

$S_{1,1}$ est le coefficient de réflexion de l'antenne. Il doit être le plus faible possible. De même, le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) est égal à $(1 + |S_{1,1}|) / (1 - |S_{1,1}|)$. Il doit être le plus proche de 1. Si l'antenne est adaptée, son impédance tend vers l'impédance caractéristique de référence, le TOS tend vers 0 %, et le ROS tend vers 1. La transmission de puissance est alors optimale. Cette formule n'est valable que si l'antenne de réception est adaptée.

La caractéristique du couplage ne peut donc être considérée comme intrinsèque au couplage entre antennes que lorsque l'antenne d'émission est suffisamment bien adaptée : $|S_{1,1}| \ll 1$.

Les coefficients de réflexion $S_{1,1}$ sont calculés pour les trois configurations suivantes : antennes en contact, antennes espacées de 20 mm et de 100 mm à 500MHz.

Les travaux de M. Godart indiquent non seulement que l'éloignement des antennes améliore fortement le module du $S_{1,1}$ de chaque aérien composant le réseau, mais aussi plus les antennes sont espacées les unes par rapport aux autres, plus le rayonnement suivant l'axe $\varphi = 0^\circ$ est important car le couplage entre antenne diminue [GOD 09].

En somme, l'étude du couplage porte sur le calcul de ces derniers paramètres ou sur le coefficient de couplage. Le calcul d'impédance mutuelle est le terme qui traduit efficacement l'interaction entre antennes.

2.2 Examen de l'état de l'art

Il existe évidemment un très large éventail de solutions dans le contexte de l'intégration d'antennes et du découplage entre antennes. Nous décrivons les solutions les plus courantes.

2.2.1 Solutions d'intégration et de découplage pour antennes associées à des terminaux

2.2.1.1 Solutions d'intégration

La solution d'intégration est obtenue en réduisant la distance entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Plusieurs techniques permettent de réduire les dimensions de l'antenne, bien en dessous de la taille conventionnelle, tout en garantissant des performances antennaires acceptables. Les techniques sont similaires entre l'aspect miniaturisation d'antenne en épaisseur que des solutions d'intégration.

Nous allons illustrer cette approche par l'étude de trois articles.

La réduction de la taille du microstrip (antenne à résonateur microruban) est devenue un enjeu important avec le développement de l'électronique et des télécommunications. L'intégration des systèmes tire parti de ces progressions technologiques.

L'article [RAV 13] met en avant une antenne patch dont l'intégration exploite les propriétés des métamatériaux destinés à constituer le plan de masse.

L'antenne proposée est basée sur un patch microstrip rectangulaire. L'antenne est alimentée par une ligne microstrip sur un substrat dont la constante diélectrique vaut 2,2, la tangente de perte vaut 0,02 et l'épaisseur est de 1,6 mm.

La structure de masse fendue ou plan de masse fendu est obtenue en gravant des modèles périodiques ou non pour constituer le plan de masse.

L'antenne est conçue pour fonctionner à 10 GHz.

La cellule unitaire du résonateur est positionnée sur le plan de masse.

Grâce à l'utilisation des métamatériaux, la taille globale du patch est réduite de moitié suivant la hauteur tout en garantissant un gain antenne raisonnable.

Le schéma de situation est le suivant :

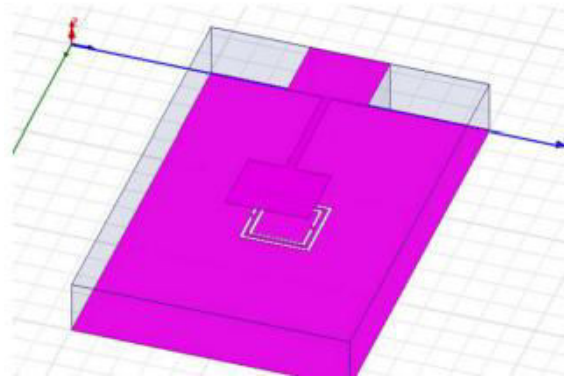


Figure n°1: Antenne patch avec l'utilisation des métamatériaux pour constituer le plan de masse

L'antenne patch rectangulaire sans les métamatériaux possède un gain de 7,9 dB alors que l'antenne patch avec les gravures sur le plan de masse, juste en dessous de l'antenne, a un gain de 6 dB à 9,91 GHz.

L'innovation de cette solution consiste à appliquer des fentes pour constituer le plan de masse.

Il y a beaucoup d'intérêt dans l'utilisation des matériaux magnétiques dans la téléphonie mobile.

L'article de Tanaka [TAN 04] met en avant les matériaux magnétiques pour la miniaturisation des combinés.

L'une des tendances observées dans la téléphonie mobile est la réduction de la taille et du poids du combiné portable.

En particulier les antennes intégrées sont exigées. Une technique de réduction de l'antenne pour les combinés en utilisant les matériaux magnétiques est examinée.

Pour ce faire, les antennes de type PIFA sont exploitées. Le changement de la fréquence de résonance du PIFA est obtenu en agencant plusieurs types de matériaux magnétiques.

Au final, 50 % de miniaturisation pour les antennes PIFA est possible à la fréquence de 900 MHz.

Le schéma de situation est le suivant :

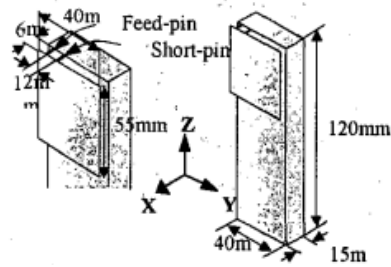


Figure n°2: Matériaux magnétiques dans les combinés

Nous présentons un dernier article [RIP 12] qui aborde aussi la thématique de la réduction de la taille de l'antenne.

L'article [RIP 12] met en avant un patch microstrip rectangulaire avec une structure dite BIE (Bande interdite électromagnétique) sur le plan de masse.

La combinaison de l'antenne patch conçu sur le dessus du substrat Rogers R0 3 003 avec une structure BIE sur le plan de masse est analysée pour la réduction de la hauteur de l'antenne.

L'antenne patch avec la structure BIE est conçue pour résonner à 7,3 GHz.

En combinant l'antenne patch rectangulaire avec la structure BIE, la bande passante de l'antenne a augmenté de 39 % et la taille de l'antenne a été réduite de 23 % par rapport à une situation sans BIE. Les BIE ont une géométrie en forme de carré. Ils sont localisés sur le plan de masse du substrat R0 3 003.

La structure BIE réduit les ondes de surface et conduit à augmenter la bande passante de l'antenne, améliore le $S_{1,1}$ et réduit la taille de l'antenne significativement.

Le schéma de situation est le suivant :

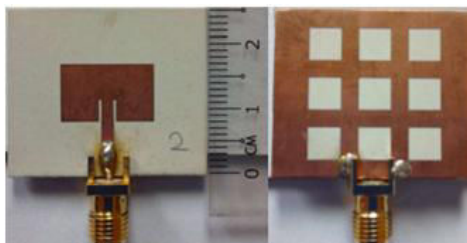


Figure n°3: Antenne patch avec structure BIE comme plan de masse

2.2.1.2 Solutions de découplage

Le couplage mutuel a un impact direct sur les performances des antennes MIMO (« entrées multiples, sorties multiples ») et des systèmes antennaires en réseau.

Les interactions entre les éléments rayonnants dégradent les performances du système selon deux cas de figure :

- ✚ Soit par une augmentation du couplage.
- ✚ Soit par des altérations du diagramme de rayonnement.

Ces problèmes surviennent principalement quand les antennes sont proches les unes des autres.

Le traitement des problématiques liées au couplage mutuel sont un sujet d'intérêt pour la conception de l'antenne.

Plusieurs auteurs ont proposé des méthodes différentes pour traiter le problème du couplage.

Les méthodes les plus exploitées dans la littérature scientifique sont :

- ✚ Les structures de masse présentant un défaut de type fente simple...
- ✚ Les structures qualifiées de "Defected Ground Slotted" en anglais (DGS), présentant une structure en fente sur le plan de masse.
- ✚ Les structures dites à bandes interdites, c'est à dire les EBG (Electromagnetic Band Gap).
- ✚ Les structures parasites entre les antennes.

Il est tout à fait possible de combiner deux techniques afin d'obtenir un découplage plus important entre les antennes.

L'insertion de fente sur le plan de masse permet une réduction importante du couplage. Bien qu'il présente l'avantage d'être une solution simple, il change considérablement le rayonnement.

Les DGS et les EBG sont utilisées pour supprimer les ondes de surface. En général, ce sont des structures complexes qui exigent un design optimum, ce qui est difficile à atteindre.

Nous allons présenter les différentes techniques de découplage dans ce qui suit plus en détails.

La première technique que nous présentons concerne la fente dans le plan de masse et notamment Ou Yang présente le principe dans son article [YAN 11].

Une méthode de réduction du couplage mutuel a été introduite par J. Ou Yang afin de traiter deux antennes microrubans MIMO pour des applications WLAN. Elles sont positionnées sur un même plan de masse à 5,8 GHz.

En effet, un découplage important peut être atteint à travers une simple structure en fente sur le plan de masse entre les deux antennes.

La longueur, et la largeur de la fente ont été optimisées pour maximiser le découplage.

Le schéma de situation est le suivant :

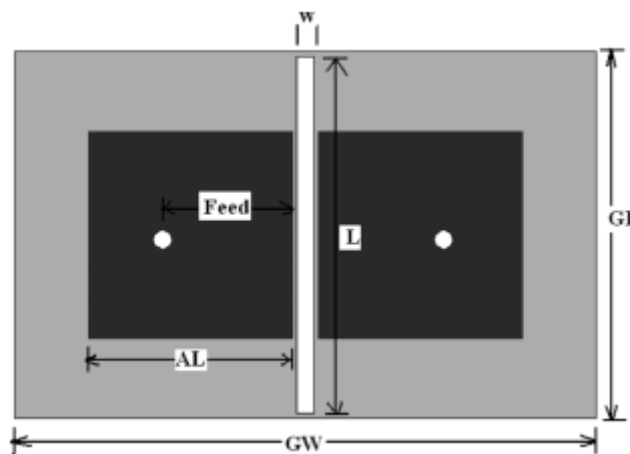


Figure n°4: Antennes patches séparées par une structure fente

Nous constatons que plus de 40 dB de découplage peut être réalisé entre deux antennes microrubans parallèles partageant un plan de masse commun.

La distance spatiale entre ces antennes est seulement de 17,5 mm $\approx 0,33\lambda_0$ du centre de l'élément à centre (côte à côte de 1,6 mm $\approx 0,031\lambda_0$) lorsque la taille du plan de masse est $0,85\lambda_0 \times 0,55\lambda_0$.

Au regard des distances mise en jeu entre les deux antennes, une dégradation plus ou moins substantielle du diagramme de rayonnement est observée.

Cette solution simple apporte une réduction du couplage tout à fait acceptable mais les caractéristiques de rayonnement ne sont pas maintenues.

Une deuxième démarche sur les structures en fente est illustrée ci-dessous et est exposée dans [KOK 08].

Une nouvelle approche pour la réduction du couplage électromagnétique entre des antennes planaires inversés (PIFA) est présentée.

Les deux PIFA sont distancés de 100 mm ($5/6\lambda_0$) en longueur et de 40 mm ($1/3\lambda_0$) en largeur.

Cette approche s'appuie sur un plan de masse commun formant le système antennaire portatif.

La technique proposée est basée sur l'insertion de deux couples de fentes dont les dimensions mesurent un quart de longueur d'onde sur le plan de masse commun entre les deux antennes.

En optimisant la distance d à 11 mm entre le couple de fentes, une résonance magnétique peut être établie dans la bande passante de fonctionnement de l'antenne PIFA.

La résonance introduit un zéro de transmission dans la direction du couplage entre la distance étroite des deux antennes sans qu'il y ait altération de leur bande passante de fonctionnement.

Le schéma de situation est le suivant :

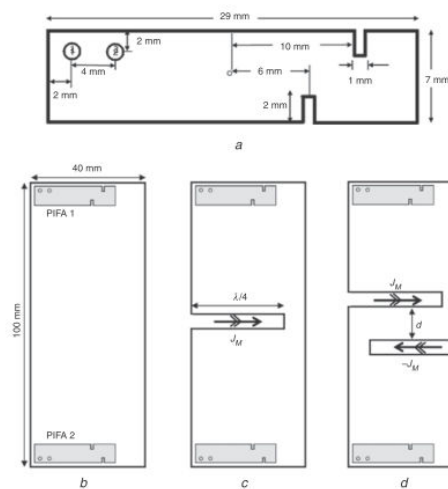


Figure n°5: Antennes PIFA séparées par une/des structure(s) fente(s) de $\lambda/4$

Cette technique permet une augmentation du découplage entre les deux antennes de 4,5 dB à 1,9 GHz. C'est une solution qui est simple à mettre en œuvre mais qui présente la particularité de dégrader le diagramme de rayonnement.

Une troisième approche met l'accent sur l'effet combiné de deux techniques.

Une nouvelle méthode pour la réduction du couplage mutuel entre deux antennes patches localisées à proximité l'une de l'autre est présentée dans l'article de [NEY 08].

Un découplage entre antennes de plus de 40 dB à 0,94 GHz en utilisant une fente sur le plan de masse est obtenu. Les deux murs comportant des EBG viennent compléter le système antennaire.

La forme des EBG a été optimisée en vue d'obtenir un découplage électromagnétique plus important, à savoir - 4 dB. Trois ou quatre éléments sur le mur peuvent prendre place.

Cette solution est innovante car elle combine la fente sur le plan de masse et les structures EBG.

Le schéma de situation est le suivant :

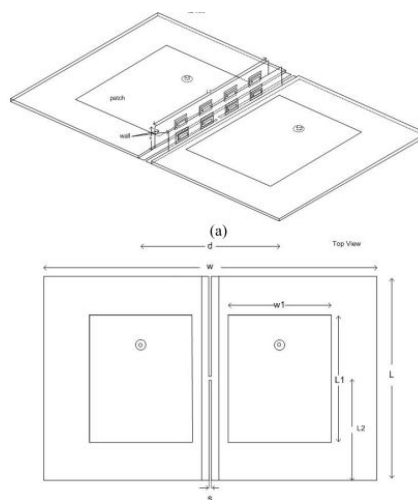


Figure n°6: Patches séparés par une structure fente et d'un mur composé d'EBG

Les EBG sont de deux types. Il existe les EBG qui ont la forme circulaire ou de champignon. Celle-ci offre la meilleure réduction du couplage mutuel.

Avec ces structures disposées sur les murs, les ondes/courants de surface sont supprimées. Cependant, la fente contribue beaucoup à elle seule à limiter la propagation des ondes de surface. La distribution de courant sur le plan de masse se trouve dès lors limitée.

Cette approche, qui s'articule sur la combinaison de deux solutions simples, demeure toutefois complexe. La réduction du couplage mutuel est non négligeable et le diagramme de rayonnement semble être affecté. Il s'agit d'une solution technique qui allie la fente sur le plan de masse avec les structures EBG sur les murs.

Dans l'article de [ZHU 09], une simple structure de masse peut réduire le couplage mutuel pour des éléments rayonnants qui sont placés à proximité l'une de l'autre.

Cette structure consiste en un modèle d'haltère gravé sur un simple plan de masse.

Nous obtenons un découplage de moins de -40 dB à 7,5 GHz entre deux antennes planaires partageant un plan de masse commun.

Un haltère comme motif gravé au milieu du plan de masse est utilisée pour réduire le couplage mutuel entre les éléments rayonnants en empêchant la propagation des ondes/courants de surface vers le patch victime.

En supprimant les ondes de surface, le dispositif de découplage fournit un couplage mutuel faible entre les éléments rayonnants.

Le schéma de situation est le suivant :

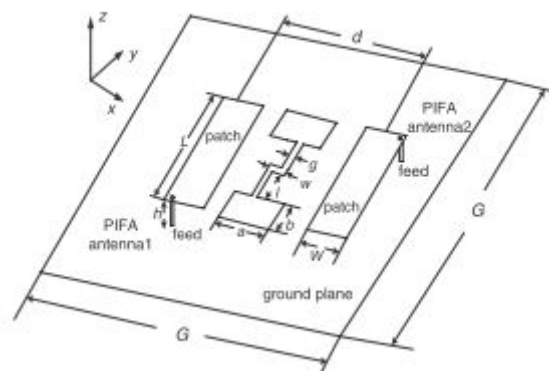


Figure n°7: Patches séparés par une structure en haltère sur le plan de masse

Les dimensions de la structure de découplage ont été optimisées.

La structure proposée est simple et ne nécessite pas une conception sophistiquée. Une structure en forme d'haltère est insérée entre les patchs pour créer une bande interdite dans la bande de fonctionnement de l'antenne.

En supprimant les ondes / courants de surface, la solution de découplage fournit une isolation non négligeable entre les éléments rayonnants tout en préservant les performances de rayonnement. De plus, cette structure a permis d'augmenter la bande passante de l'antenne.

Il existe une solution compacte et simple qui peut être appliquée en vue d'obtenir la réduction du couplage mutuel entre deux antennes patch présentée dans l'article [HAJ 12].

Les structures DGS définies dans l'article avec leur faible largeur sont insérées entre les éléments couplés pour supprimer les ondes de surface.

Une étude paramétrique sur les dimensions de la cellule unité chargée par une ligne de transmission est analysée afin d'obtenir le meilleur découplage.

Une structure DGS est disposée entre les éléments rayonnants pour fournir une réduction du couplage mutuel de l'ordre de 23 dB à 5 GHz par rapport à une situation à vide.

Il s'agit bien d'une solution innovante très complexe dont les performances de rayonnement sont légèrement affectées.

Le schéma de situation est le suivant :

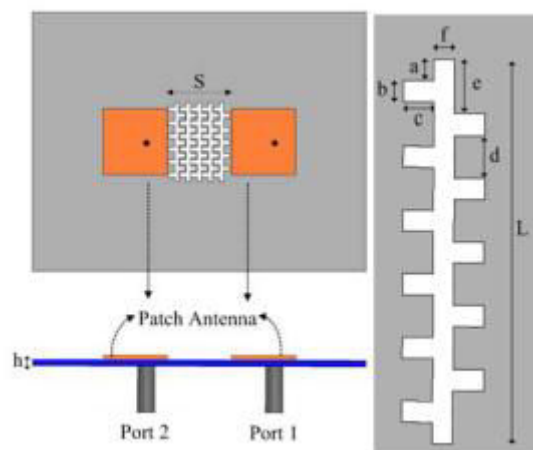


Figure n°8: Patches séparés par une structure DGS sur le plan de masse

L'application EBG dans le domaine des antennes attire la communauté scientifique et notamment l'article de Itoh [ITO 08] présente ses caractéristiques.

La structure EBG est réalisée en composant un système de type champignon qui consiste dans l'élaboration de patches et de vias connectés au plan de masse.

L'ensemble peut fonctionner comme un mur magnétique, la différence de phase du signal réfléchi est de 0° par rapport à l'onde incidente.

La réduction du couplage mutuel s'effectue à travers deux antennes inversées de type F quand la structure EBG est disposée au milieu des deux éléments rayonnants.

Les antennes sont agencées par intervalle d'une demi-longueur d'onde sur un plan de masse dont les dimensions sont de 200 x 200 mm.

Quand les structures EBG de type champignon sont disposées sur trois colonnes et deux rangées, le couplage mutuel est inférieur à -50 dB pour 1,94 GHz.

La fréquence de résonance des deux antennes est conçue pour 2 GHz. Le diamètre de l'élément antenne est de 1 mm et la hauteur de ces antennes est de 6 mm.

Le schéma de situation est le suivant :

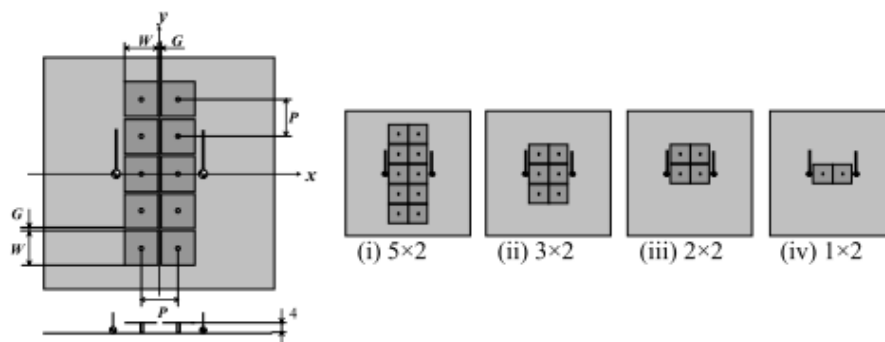


Figure n°9: Antennes inversées de type F séparées par une structure EBG

Une nouvelle approche pour la réduction du couplage mutuel entre des antennes F-inversées PIFA est proposée dans [MIN 10].

Le signal de la première antenne est propagé par un résonateur et couplé à la seconde antenne en créant un autre chemin pour le couplage mutuel.

La phase et l'amplitude peuvent être variables pour supprimer le couplage existant entre les antennes.

Les résultats des investigations montrent que la technique proposée est capable de réduire le couplage mutuel de -25 dB quand les antennes sont placées à $\lambda/11$. Le couplage mutuel entre les éléments antennaires augmente lorsque les antennes sont rapprochées l'une de l'autre. Ceci donne lieu à la dégradation des performances du réseau antennaire et à la réduction de la capacité du canal du système MIMO.

Le rayonnement en espace libre et le courant sur le plan de masse commun contribuent à créer le couplage mutuel entre les antennes PIFA. La technique reportée pour réduire le couplage mutuel consiste à modifier la distribution du courant sur le plan de masse.

Le signal rayonné par une antenne est dispersé par le résonateur et se couple à la seconde antenne. Si l'amplitude et la phase du signal couplé peuvent être contrôlées, ils peuvent être exploités pour neutraliser le couplage entre les antennes. Pour la réduction du couplage mutuel entre les antennes PIFA, l'équipe de Minz a recouru à deux résonateurs situés entre les éléments rayonnants.

Le schéma de situation est le suivant :

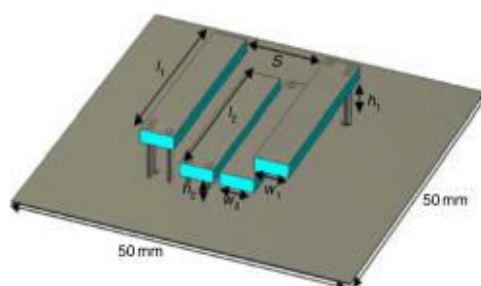


Figure n°10: Antennes inversées de type F séparées par deux résonateurs

Plusieurs solutions sont présentées pour réduire le couplage mutuel entre antennes planaires de type F-inversé dans [DIA 06].

Les antennes sont positionnées sur un plan de masse fini modélisant la carte du circuit imprimé d'un téléphone mobile typique.

Dans une première étape, les deux PIFA sont conçus sur un PCB distinct pour fonctionner dans les bandes DCS 1800 et UMTS.

Dans une seconde étape, ils sont associés sur le bord supérieur du même PCB.

Des arrangements réalistes sont alors étudiés théoriquement et expérimentalement.

Finalement, plusieurs solutions sont examinées afin de maximiser le découplage entre les deux antennes. Une des solutions consiste dans l'insertion d'une ligne suspendue entre les alimentations des PIFA.

Plusieurs prototypes sont fabriqués et leurs performances sont mesurées pour les résultats de simulation. L'idée consiste à compenser le couplage électromagnétique complexe en introduisant un couplage opposé. Ceci est rendu possible par la ligne suspendue micro ruban, positionnée à la même hauteur entre les deux antennes.

Le schéma de situation est le suivant :

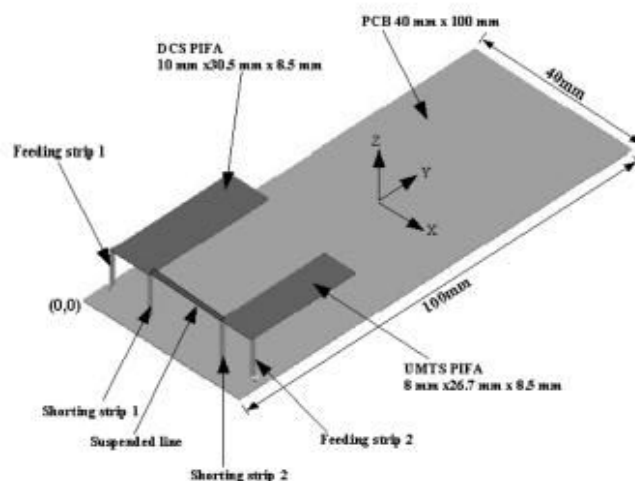





Figure n°11: Antennes PIFA reliées par une ligne suspendue

Nous avons répertorié toutes les solutions techniques décrites dans ce paragraphe suivant trois critères qui sont :

-  La simplicité.
-  Le couplage mutuel.
-  La conservation du diagramme de rayonnement.

<i>Terme en anglais</i>	<i>Terme technique</i>	<i>Simplicité</i>	<i>Couplage Mutuel</i>	<i>Conservation du diagramme de rayonnement</i>
<i>Slotted ground A</i>	<i>Fente sur le plan de masse</i>	++	++	--
<i>Slotted ground B</i>	<i>Fente de $\lambda/4$ ou des fentes de $\lambda/4$ sur le plan de masse</i>	+	++	-
<i>Defected Ground Structure</i>	<i>Structure en fente</i>	--	++	++
<i>Electromagnetic Band Gap</i>	<i>Electromagnétique Band Gap</i>	--	++	-
<i>Parasitic element</i>	<i>Éléments parasites</i>	-	++	--
<i>Linked antennas</i>	<i>Liaison antennaire</i>	++	+	-

Ce tableau de synthèse est emprunté à l'article [FAR 12].

L'objectif est de chercher et d'évaluer des solutions de découplage d'antennes installées sur des parois de type sandwich dont la peau inférieure comprend une couche carbone conductrice d'électricité.

Nous avons analysé plusieurs techniques de découplage entre deux antennes. Ces solutions de découplage concernent des antennes associées à des terminaux, c'est à dire des dispositifs transportables ou de petites structures.

Bien que ces solutions techniques apportent des innovations non négligeables dans le découplage d'antennes montées sur une même paroi, certaines techniques demeurent problématiques car elles consistent à faire des fentes ou à créer des formes sur le plan de masse pour minimiser l'influence d'une antenne sur l'autre.

Dans le cas du projet SAMCOM, il n'est pas concevable de faire des coupes sur le plan de masse car cette couche conductrice d'électricité joue le rôle de blindage électromagnétique pour les appareils électroniques que la paroi entoure.

La réduction du couplage mutuel passe par une optimisation des techniques afin d'éviter de faire des fentes sur le plan de masse.

2.2.2 Objectifs et contribution de la thèse

Les contributions de cette thèse portent d'une part sur les techniques d'intégration d'antennes et d'autre part sur les techniques de découplage.

2.2.2.1 Intégration

L'optimisation des antennes dans les matériaux composites passe par une étude de l'intégration du couple antenne intégrée / paroi composite avec minimisation des effets CEM qui demeure la ligne conductrice de la thèse. La difficulté tient au fait que les interactions entre les composantes internes de l'antenne (plan de masse antenne), l'influence du composite avec sa surface conductrice d'électricité et les connexions, sont mal connues.

La question de l'intégration d'une antenne est alors soulevée. C'est l'objet du troisième chapitre de cette thèse. Cette intégration dépend essentiellement des dimensions du plan de masse de l'antenne, ce qui constitue un facteur décisif d'intégration mais au prix d'un certain encombrement.

Dans le contexte de l'intégration d'une antenne à une paroi composite, ce n'est pas tant la paroi composite dans son ensemble qui pose problème mais particulièrement la structure de masse conductrice placée à l'arrière de la paroi. L'interaction entre l'élément rayonnant et cette paroi conductrice est un élément clé. Deux paramètres gouvernent cette interaction.

Le premier est la distance qui sépare l'antenne de la paroi composite. En supposant, la paroi infinie et une antenne dont la direction principale de rayonnement est en direction opposée à la paroi, l'éloignement contribue à préserver les performances intrinsèques de l'antenne. Mais ceci est préjudiciable à l'installation en paroi de l'antenne.

Le second paramètre est lié à la finitude de la paroi composite. Dans ce contexte, le plan de masse de la paroi peut être le siège de courants induits par la source émettrice, courants qui à leur tour vont donner lieu aux diffractions électromagnétiques. La nature de ces diffractions dépend de la distribution des courants sur la paroi et en particulier des effets de bord.

Les solutions d'intégration envisagées dans le troisième chapitre de ce thèse comportent la mise en œuvre de matériaux de type ferrite, absorbants et surfaces à haute impédance. Dans le premier cas, nous nous sommes attachés à optimiser la localisation de ferrites de sorte à minimiser leur volume pour des questions de coût et de poids. Les matériaux absorbants sont plutôt utilisés dans des gammes de fréquence plus élevées et sont évalués essentiellement sur le plan expérimental. Enfin, les surfaces artificielles de type SHI sont examinées. Leur intérêt provient du fait qu'elles ne nécessitent pas l'utilisation de matériaux spécialisés et donc coûteux.

2.2.2.2 Découplage

Nous abordons ensuite au cours du quatrième chapitre de cette thèse les solutions de découplage d'antennes hébergées sur une même paroi composite. Ces solutions sont d'abord envisagées dans des configurations canoniques impliquant des antennes simples en espace libre. Progressivement, nous envisageons l'adaptation des solutions à des configurations d'antennes et de parois complexes. Nous présentons l'esquisse de plusieurs solutions de découplage qui exploitent la complexification de la paroi et des antennes envisagées. Les solutions sont envisagées dans une perspective d'utilisation intelligente de la paroi en fonction de la nature de l'antenne, de l'encombrement et des contraintes d'installation.

Classiquement, le premier type de protection abordé consiste en l'interposition d'un absorbant électromagnétique. Ce moyen est également envisagé surtout dans la perspective d'une ingénierie spécifique de la paroi à travers la composition des matériaux d'âme d'une paroi composite de type sandwich. Il convient cependant d'admettre que, bien que constituant une solution quasi-idéale de découplage, celle-ci est très liée à l'encombrement/dimension que nous autorisons.

La seconde famille de solutions envisagées concerne les surfaces de type Bande Interdite Electromagnétique (BIE) très similaires aux surfaces hautes impédances utilisées pour l'intégration d'antenne. Elles visent cependant plus spécifiquement à limiter la propagation

des courants / ondes de surfaces induites sur les parties conductrices d'électricité de la paroi composite supportant les antennes.

Pour terminer, une troisième famille de solutions, extrêmement simple dans son principe, est introduite. Des structures de type tige métallique (en un ou quelques exemplaires) sont proposées et leurs performances quantifiées sont données sous la forme notamment d'une détermination analytique approchée. En poursuivant dans cette direction, une structure basée sur une forêt de tiges, établie sur les propriétés de propagation des milieux périodiques, est aussi proposée au cours de nos investigations sur le découplage dans le contexte de la recherche de solutions larges bandes et dans des gammes de fréquences où l'absorption électromagnétique est difficile à mettre en œuvre.

Le cinquième chapitre vient clôturer cette thèse en proposant une technique originale de découplage sur une antenne large bande de type dipôle-boucle, mise au point et en cours de brevet dans le cadre du projet SAMCOM dans la bande 100 MHz - 500 MHz. L'originalité de la solution proposée repose sur l'emploi combiné d'une forêt de tiges et d'un absorbant électromagnétique.

2.3 Les références de la partie 2

[AFF 07] : Rapport d'Expertise collective de l'Afsset, « Comité d'Experts Spécialisés liés à l'évaluation des risques liés aux agents physiques, aux nouvelles technologies et aux grands aménagements » – Internet, Octobre 2009.

[AZO 09] : A. Azoulay, Eric Fournier, « Impact des nouvelles technologies radioélectriques dans un environnement résidentiel », URSI, 2008.

[BAL 82] : C. Balanis , « Antenna theory : Analysis and Design book», Wiley editor.

[BAT 97] : J.C Batchelor, G.Glassen, R.J Langley, «Microstrip antennas on ferrites,» ,10th International conference on Antennas and propagation,14-17 April 1997,No 436 IEE 1997.

[CAR 02] :C. Carel, C. Girard, « Maitrise de l'impact d'environnement électromagnétiques sur les systèmes », Thales Communication, Revue de l'Electricité et de l'Electronique, REE 02.

[DIA 06] :A Diallo, C Luxey, Le Thuc, R.Staraj, « Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the DCS1800 and UMTS bands » , IEEE trans. Antennas and propagation ,vol 54, NO.11,pp3036-3074,Nov 2006.

[EDV 01]: Olle Edvardsson, « On the influence of capacitive and inductive loading on different types of small patch/pifa structures for use on mobile phones », IEEE 2001.

[FAR 10] : H.S. Farahani, M Veysi, M.Kamyab, «Mutual coupling reduction in patch antenna arrays using a UC-EBG superstrate,», .IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. vol 9,pp 57-59,2010.

[FAR 12] : S. Farsi, H. Aliakbarian, D. Schreurs, « Mutual coupling reduction between planar Antennas by using a simple microstrip U-Section», IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. vol 11,2012.

[ITO 08] : Jun. Itoh, Naobumi Michishita , Hisashi Morisrita, « A study on mutual coupling reduction between two inverted F antennas using mushroom type EBG structure », IEEE trans. ,vol 978, NO.1,pp4244, Jan 2008.

[HAJ 12] : Y. Hajilou, H.R. Hassani, and B.Rahmati « Mutual coupling reduction between microstrip patch antennas », Eucap 2012.

[GOD 09] : Thèse de Godart « Conception et Réalisation d'un Radar Ultra Large Bande Impulsionnel (300MHz-3GHz) ».

[GUP 08] : Khadir A., Inder J Gupta « Effect of mutual coupling on the performance of GPS Antennas » 2008, IEEE.

[GRA 10]: François Grange – « Matériaux composites pour antenne miniature intégrée », thèse de l'université de Rennes 1, thèse soutenue en 2010.

[KAZ 02] : 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 préparée à l'école d'ingénieur Telecom Paris en 2002.

[KOK 08] : T.Kokkinos, E Liakou, and A.P Feresidis, « Decoupling antenna elements of PIFA arrays on handheld devices», Electr.Lett., vol 44, no25, 04/12/2008.

[LUI 09]: H. Lui, H. Hui, « A note on the mutual coupling problems in transmitting and receiving antenna Arrays », IEEE, 2009.

[LEE 96]: Kun-Chou Lee, Tah-Hsiung ChuA, « Circuit model for mutual coupling analysis of a finite antenna array » IEEE transactions on EMC, vol 38,n°3 pp 483-489, August 1996.

[MIN 10] : L. Minz and R. Garg, " Reduction of mutual coupling between closely spaced PIFAs", Electr. Lett. vol 46, no.6, pp 392-394, 2010.

[NEY 08] : L.Neyestanak, F. Jolani, and Mahdi Dadgarpour, « Mutual coupling reduction between two microstrip patch antennas», IEEE,2008.

[NIC 04] : E. Nicolas, S. Miotto, G. Fichaux, « Immunité des récepteurs DVB-T/Bruit impulsionnel. », Conférence CEM expo 2004, Internet.

[NIC 07] : E. Nicolas,« Exposition du champ électromagnétiques sur les sites de TDF »,document technique réglementaire CEM 2007, Internet.

[PAR 02] : Patrick Parneix, Jean Yves Le Lan, Dominique Lucas, « Les matériaux composites en construction navale militaire », DCN 02, Internet.

[RAV 13] : F.Raval, Y.P Kosta, J.Makwana, « Design & implementation of reduced size microstrip patch antenna with metamaterial defected ground plane », International conference on communication and signal processing, April 3-5,2013, India.

[RIP 12] : N.Ripin, R. Adayiah, A. Asari, « Rectangular microstrip patch antenna with EBG structure », IEEE student conference on research and development, 2012.

[TAN 04] : T.Tanaka, S.Hayashida, K. Imamura, « A study on miniaturization of a handset antenna utilizing magnetic materials », 10th Asia - Pacific conference on communication IEEE, 2004.

[VIL 07]: J.-M. Gorce, G. Villemaud, P. Mary, « Couche Physique et Antennes », inclus dans « Réseaux de capteurs : théorie et modélisation », Ed. Hermès, mai 2009.

[WEB 01] : W. Webb, « The future of wireless communications », Artech House, Boston, MA, 2001

[YAN 11] :Ou Yang, F. Yang, and Z.M.Wang, « Reducing mutual coupling of closely spaced microstrip MIMO antennas for WLAN application » , IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol.10, pp310-312,2011.

[ZHU 09] : F-G Zhu, J-D Xu, and Q. Xu, « Reduction of mutual coupling between closely - packed antenna elements using defected ground structure», Electr.Lett., vol 45,no12,pp601-602,2009.

3 INTEGRATION D'UNE ANTENNE A UNE PAROI COMPOSITE

3.1 Description de la situation de principe

Le processus courant du développement d'une antenne consiste à la mettre au point indépendamment de la structure qui l'intégrera. Ceci se conçoit très bien sur le plan économique puisque ces développements sont alors menés une fois pour toutes quelles que soient les conditions d'intégration.

Les performances d'une antenne ainsi mise au point seront attestées par des mesures effectuées dans des conditions de rayonnement en espace libre.

Le comportement d'une antenne intégrée au système qui l'héberge peut néanmoins être largement altéré et ceci de deux manières différentes. D'une part, les distributions de charges et de courants peuvent être affectées par le couplage de proximité avec l'environnement. Cela peut se traduire par la modification du profil d'adaptation de l'antenne et de son diagramme de rayonnement. D'autre part, la présence d'obstacles, en zone de champ proche rayonné, peut évidemment affecter le diagramme de rayonnement.

Dans le contexte d'une antenne associée à une paroi composite, c'est principalement le premier aspect qui nous intéresse dans le cadre de cette thèse. Il s'agit de s'assurer que la proximité immédiate de la paroi n'obère pas le fonctionnement de l'antenne conçue de manière intrinsèque. Un autre point de vue intéressant consiste à réaliser une co-conception d'antenne et de la paroi ce qui est également envisagé dans le cadre du programme de recherche SAMCOM.

Nous nous plaçons principalement dans ce chapitre dans la situation où une antenne prise sur étagère doit être intégrée à une paroi composite, dont la particularité est d'être composée d'une âme diélectrique, d'une peau extérieure également diélectrique, mais surtout d'une peau interne conductrice (paroi en fibre de carbone). Cette paroi interne contribue à l'efficacité de blindage des équipements internes de la paroi.

Bien évidemment, suivant la nature de l'antenne à intégrer et notamment la présence de son propre plan de référence ou de masse, le champ réactif source du rayonnement électromagnétique sera plus ou moins altéré par la présence de la paroi qui la supporte.

Bien que les matériaux diélectriques exercent une influence directe sur ce point, nous focalisons notre attention sur l'élément le plus sensible, à savoir la présence de cette peau conductrice intégrée au matériau composite.

Nous examinons tout d'abord les conditions dans lesquelles une solution d'intégration spécifique doit être trouvée. L'objectif est en particulier de garantir que l'antenne à intégrer soit le plus proche possible de la paroi et qu'elle n'exige pas un mât supplémentaire ou un dispositif de surélévation au-dessus de la paroi.

Dans l'hypothèse d'antennes dont les performances seraient dégradées par la présence de la paroi, nous envisageons différentes solutions palliatives et tentons d'établir un bilan des avantages et inconvénients de chacune des solutions envisagées.

3.2 Nécessité ou non d'une solution d'intégration

3.2.1 Suivant la nature de l'antenne et le mode d'intégration

3.2.1.1 Exemple d'une antenne sectorielle en cavité : Antenne IBCA-0540 (IMC)






Figure n°12: Présentation de l'antenne spirale

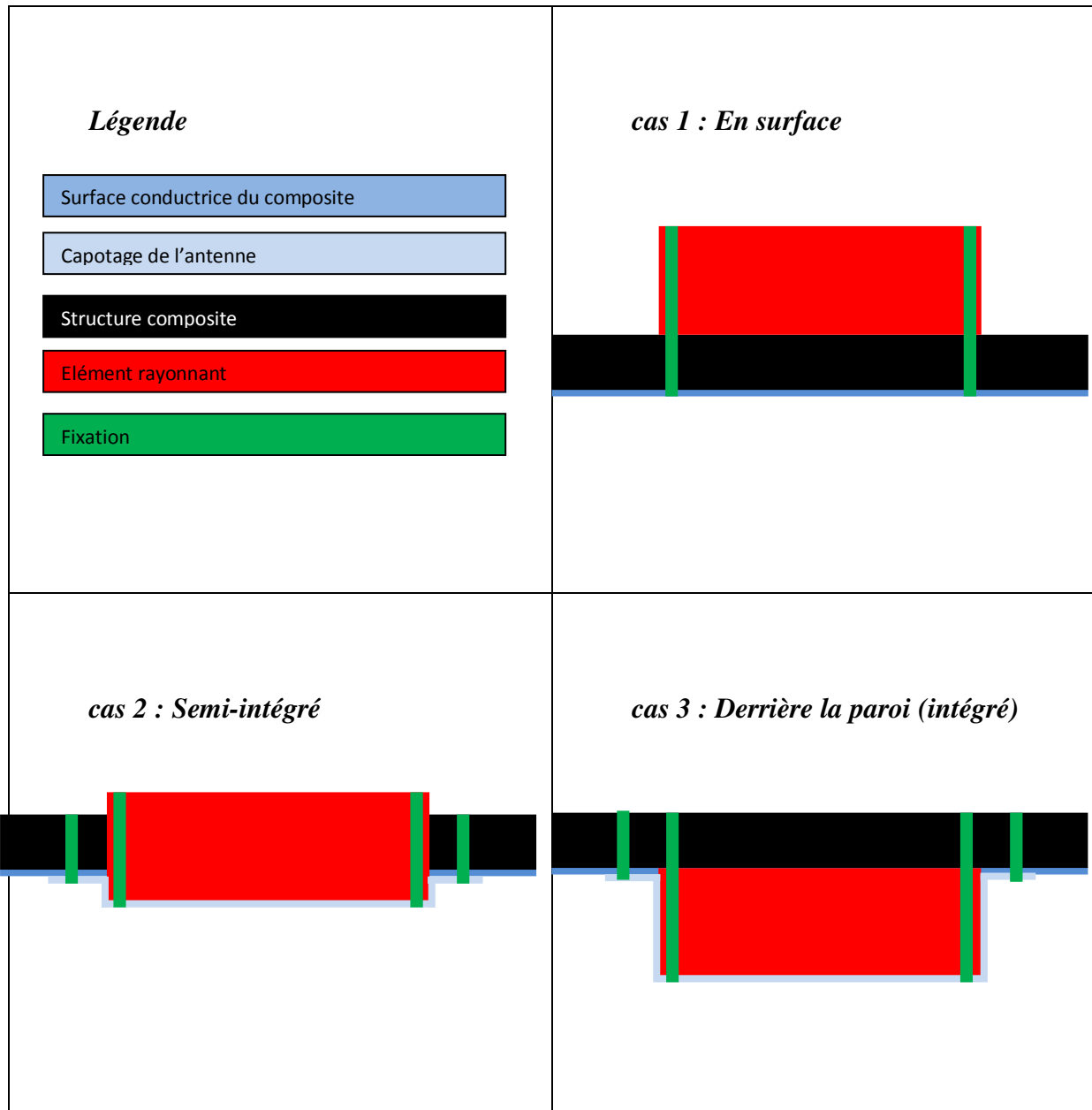
L'antenne spirale IBCA-0540-SP de IMC (figure n°12) est une antenne large bande dont la plage de fonctionnement est comprise entre 500 MHz et 4 000 MHz. Sa polarisation est de type circulaire.

Nous présentons ci-dessous des essais d'intégration de cette antenne à un morceau de paroi composite de taille réduite 300 x 300 mm selon différents schémas d'intégration.

Trois types de solution d'intégration ont été identifiés. Elles se différencient par le positionnement de l'antenne :

-  antenne en surface,
-  antenne semi-intégrée,
-  antenne derrière la surface.

Ces trois stratégies sont représentées comme suit :



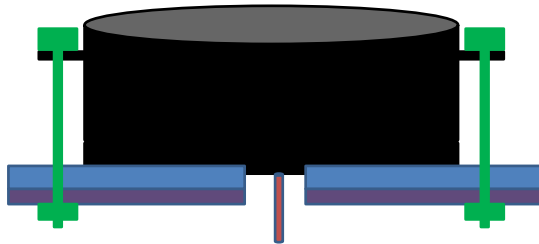
Solutions d'intégration proposées

	SURFACE	SEMI INTEGREE	INTEGREE
Antenne IBCA 0540	A2	B2	C2

Les configurations surface, semi-intégrée et intégrée ont été discutées pour l'antenne IBCA 0540. Nous en avons conclu que la cavité métallique que nous voulions placer (cf cas 3 description des solutions) derrière la plaque composite sera assurée par la cavité intrinsèque de l'antenne.

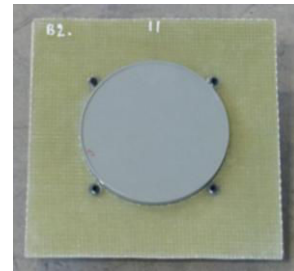
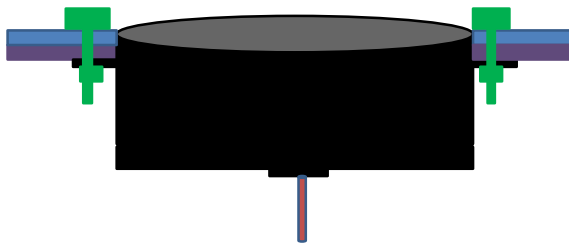
Par contre, il a été nécessaire de poncer physiquement certaines parties de la collerette de fixation de l'antenne IBCA 0540, afin d'enlever la peinture et de retrouver la continuité électrique avec celle-ci. Les configurations A2, B2 et C2 de l'antenne IBCA sont données Figure n°13 :

CONFIGURATION A : ANTENNE 2



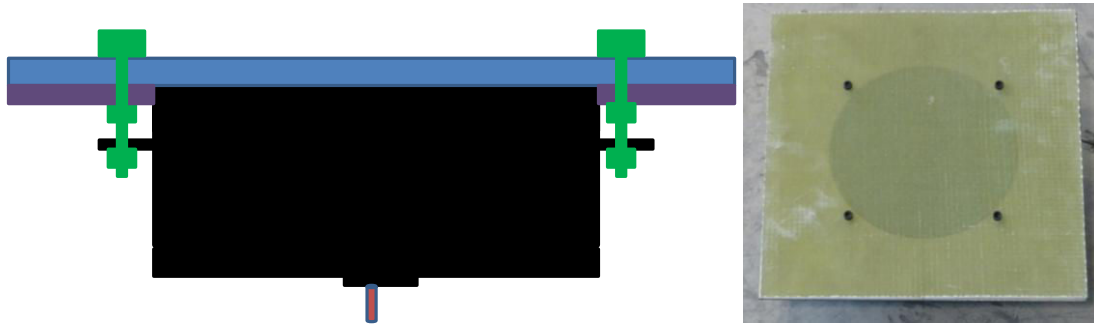
Référence	Désignation	Quantité	Matière
A2	Paroi métallique	1	Tôle (1,5mm)
A2	Paroi composite	1	Composite (4mm)
A2	bridage métallique	1	acier (M5)
A2	bridage nylon	1	Nylon (M5)

CONFIGURATION B : ANTENNE 2



Référence	Désignation	Quantité	Matière
B2	Paroi métallique	1	Tôle (1,5mm)
B2	Paroi composite	1	Composite (4mm)
B2	bridage métallique	1	acier (M5)
B2	bridage nylon	1	Nylon (M5)

CONFIGURATION C : ANTENNE 2



Référence	Désignation	Quantité	Matière
C2	Paroi métallique	1	Tôle (1,5mm)
C2	Paroi composite	1	Composite (4mm)
C2	bridage métallique	1	acier (M5)
C2	bridage nylon	1	Nylon (M5)

Figure n°13: Configuration A2, B2, et C2 de l'antenne IBCA

Afin de voir l'influence des solutions d'intégration de cette antenne dans les parois composites présentées ci-dessus, différentes mesures ont été réalisées sur la base champ proche de l'IETR. Les paramètres relevés sont :

- le gain max (GM),
- le coefficient de réflexion ($S_{1,1}$),
- le diagramme de rayonnement (DR).

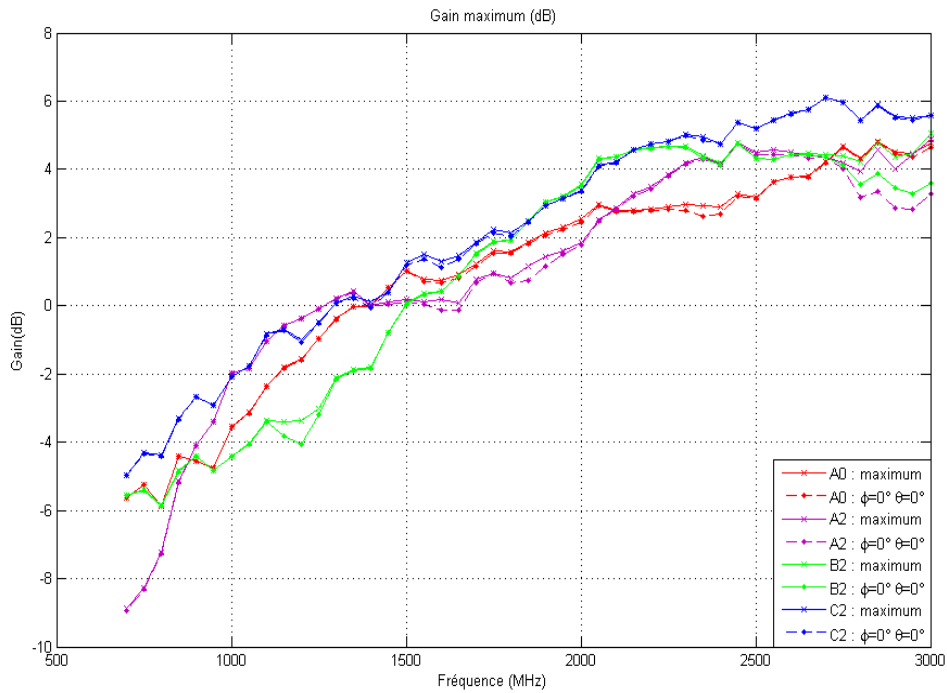
Ces paramètres seront donnés pour

- l'antenne IBCA.

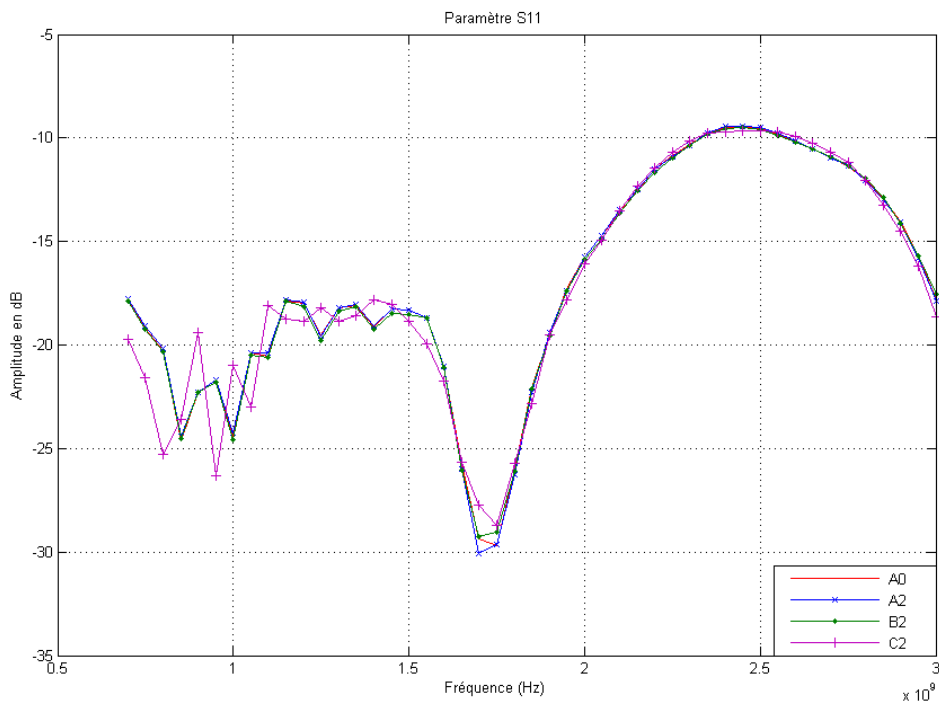
Ils sont donnés pour les configurations suivantes :

- antenne non intégrée (A0) (antenne en espace libre),
- antenne en surface (A2),
- antenne semi-intégrée (B2),
- antenne intégrée (C2).

Le gain max en dB de l'antenne IBCA sur la bande de fréquence 500 MHz - 3 GHz est le suivant :



S_{1,1} Antenne IBCA



Conclusion sur le gain et le $S_{1,1}$: L'influence des différentes solutions d'intégration sur le gain est très faible.

Diagramme de rayonnement de l'antenne IBCA à 700 MHz dans le plan E :

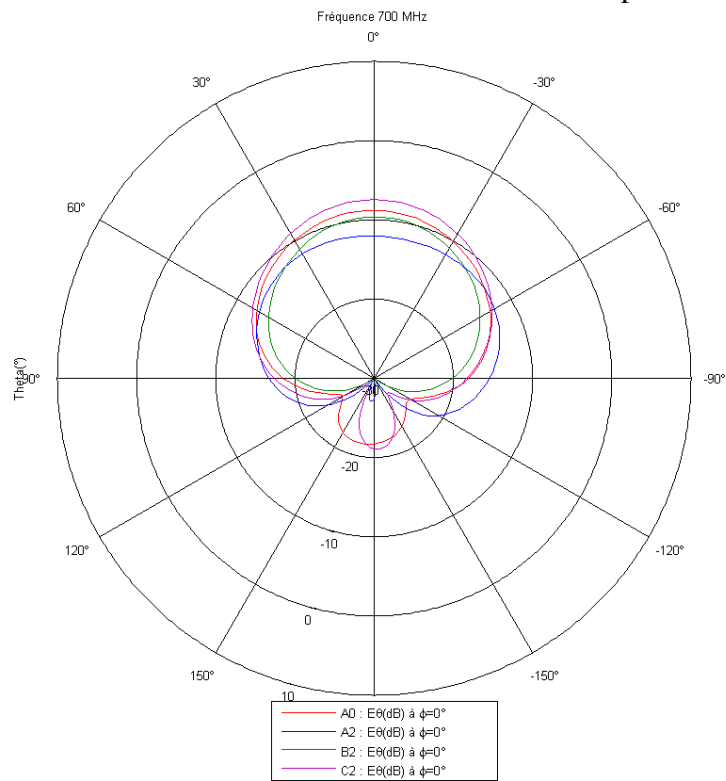


Diagramme de rayonnement de l'antenne IBCA à 1 500 MHz dans le plan E :

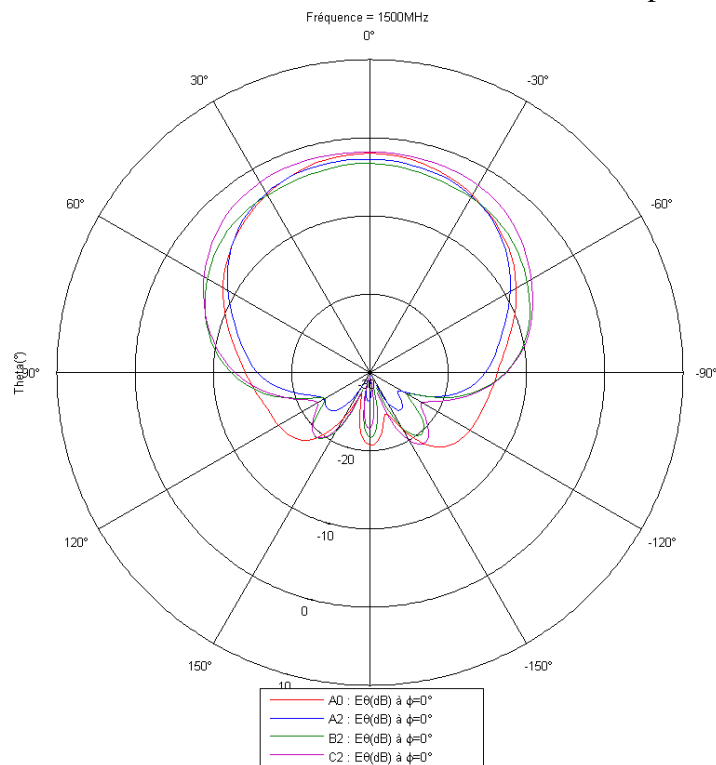
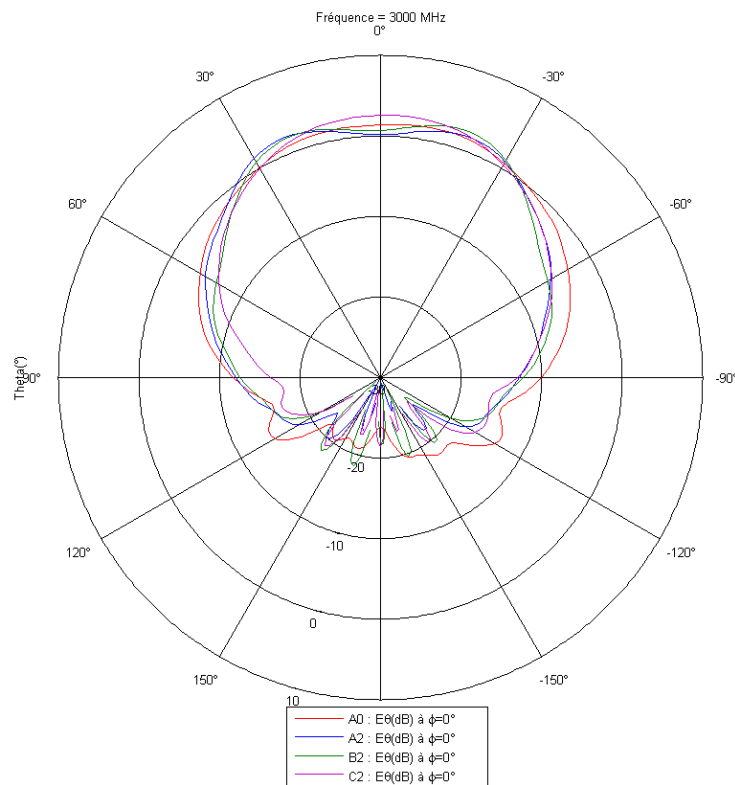


Diagramme de rayonnement de l'antenne IBCA à 3 000 MHz dans le plan E :



Analyse et interprétation des résultats pour l'antenne IBCA:

Antenne IBCA (antenne à cavité) à 700 MHz :

Les courbes correspondantes au diagramme de rayonnement de l'antenne seule, de l'antenne semi-enterrée ou en cavité sont assez similaires. Nous pouvons simplement distinguer un affaiblissement de la directivité pour l'antenne située en surface. Le rayonnement résiduel de l'antenne cavité dans la demi-sphère inférieure est probablement à l'origine de courants induits sur le plan de masse de la structure situé à quelques centimètres en dessous de l'ouverture rayonnante. Nous remarquons également que les réponses des configurations semi-intégrées et intégrées sont proches, elles correspondent en effet à des situations géométriques assez peu différentes.

Antenne IBCA (antenne à cavité) à 1 500 MHz :

La modification du rayonnement dans la demi-sphère inférieure est ici plus visible en référence à l'antenne seule. Toutefois, il n'y a pas d'impact significatif du rayonnement de l'antenne dans le demi-espace supérieur quelle que soit la nature de l'interface.

Antenne IBCA (antenne à cavité) à 3 000 MHz :

A cette fréquence, l'intégration de l'antenne à la paroi se traduit par une légère ondulation du rayonnement dans le lobe principal de rayonnement observée notamment pour l'antenne en surface et semi-intégrée. L'interaction avec le plan de masse de la paroi semble varier sensiblement d'une situation à l'autre sans toutefois produire une dégradation significative du lobe principal de rayonnement. Cependant, ce résultat attire l'attention sur le fait qu'une antenne en cavité (donc directive) facilite l'intégration en paroi mais ne permet pas de se dispenser de précautions d'installation.

3.2.1.2 Exemple d'une antenne omnidirectionnelle : Antenne CMP-727 (ARA)

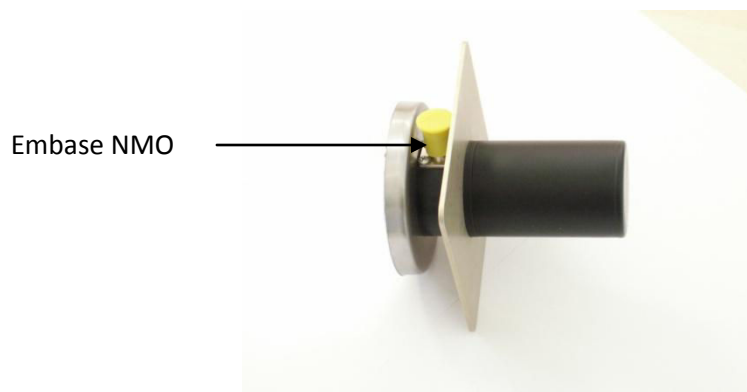


Figure n°14: Présentation de l'antenne discone CMP 727 NMO

L'antenne discone CMP 727 NMO de ARA Technologies a pour bande passante la plage fréquentielle comprise entre 700 MHz et 3 GHz.

Il s'agit d'une antenne avec un monopôle conique (antenne discone) dont la polarisation est de type linéaire. Il y a continuité électrique entre l'embase NMO et la masse du connecteur TNC.

Nous présentons ci-dessous des essais d'intégration de cette antenne à un morceau de paroi composite carbone de taille réduite 300 x 300 mm selon différents schémas d'intégration.

Les solutions d'intégration proposées sont les suivantes :

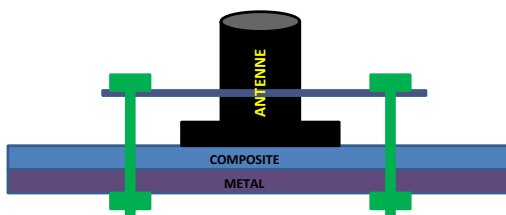
	SURFACE	SEMI INTEGREE
Antenne CMP 727	A1	B1

Pour l'antenne ARA, nous avons constaté que la disposition intégrée est incompatible avec le fonctionnement de l'antenne, compte tenu de son diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

Il reste donc les configurations A1 et B1 de cette antenne. (A0 est la configuration à vide).

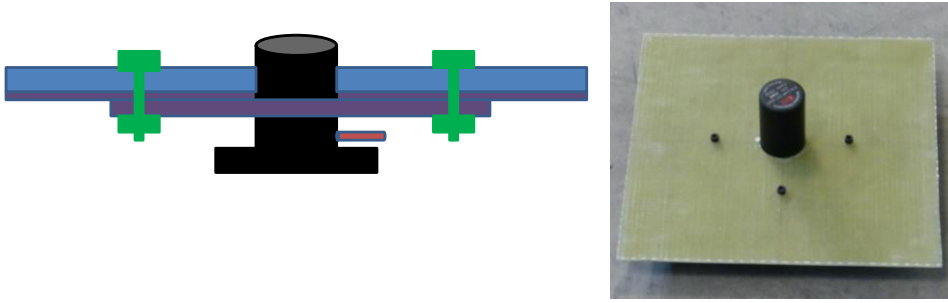
Nous avons également suggéré de nous inspirer du plan de masse fourni par le constructeur et d'en réaliser un sur le même principe, cylindrique, de plus grande dimension et de le remplacer pour faciliter certains concepts d'intégration. Les configurations A1 et B1 de l'antenne CMP sont présentées à la figure n°15 :

CONFIGURATION A : ANTENNE 1



Référence	Désignation	Quantité	Matière
A1	Paroi métallique	1	Tôle (1,5mm)
A1	Paroi composite	1	Composite (4mm)
A1	bridage métallique	1	acier (M5)
A1	bridage nylon	1	Nylon (M5)
A1	paroi cylindrique métallique	1	Tôle (2mm)

CONFIGURATION B : ANTENNE 1

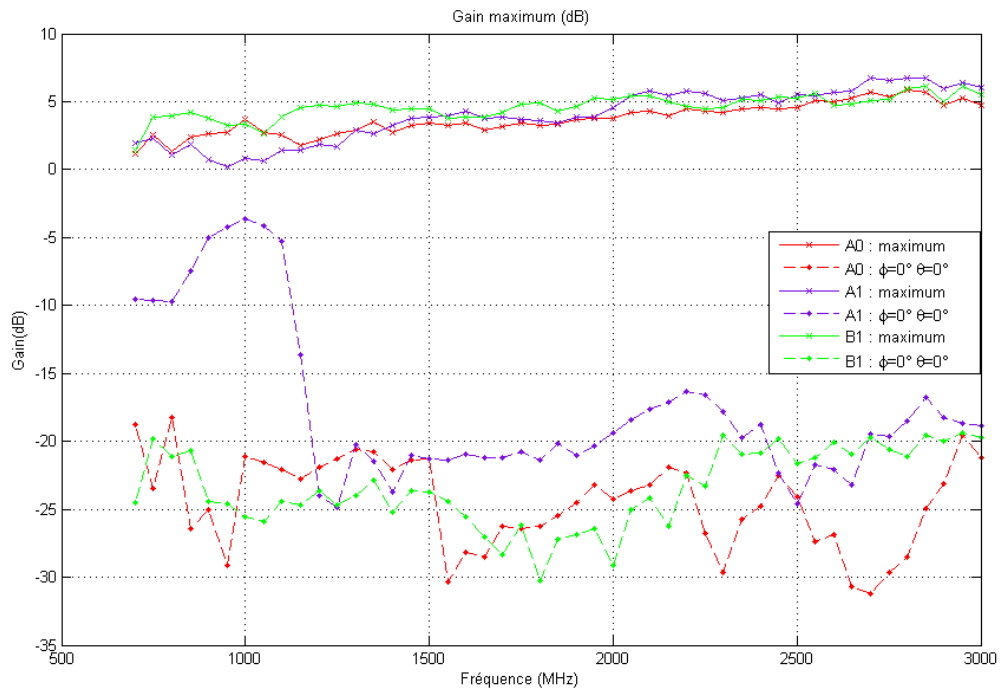


Référence	Désignation	Quantité	Matière
B1	Paroi métallique	1	Tôle (1,5mm)
B1	Paroi composite	1	Composite (4mm)
B1	bridage métallique	1	acier (M5)
B1	bridage nylon	1	Nylon (M5)
B1	paroi cylindrique métallique	1	Tôle (2mm)

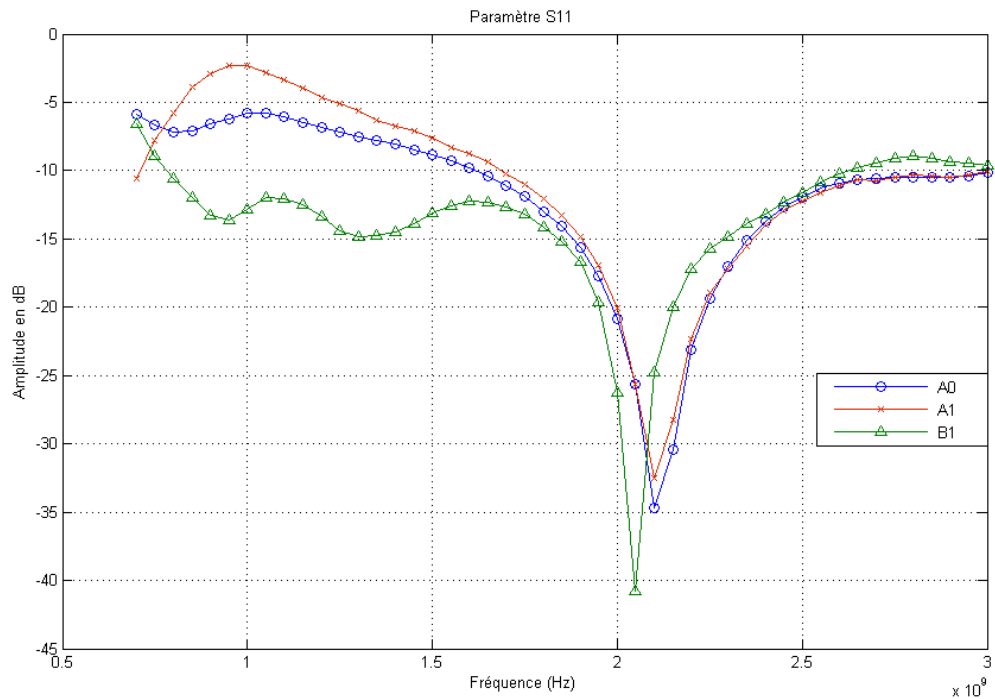
Figure n°15: Configurations A1 et B1 de l'antenne CMP 727

Afin de voir l'influence des solutions d'intégration de cette antenne dans les parois composites présentées ci-dessus, les mêmes mesures que celles effectuées pour l'antenne IBCA ont été réalisées dans la base champ proche de l'IETR.

Le gain max en dB de l'antenne CMP sur la bande de fréquence 500 MHz - 3 GHz est le suivant :



S11 Antenne CMP:



Conclusion sur le gain et le $S_{1,1}$: l'influence des différentes solutions d'intégration sur le gain est très faible et ne permet pas de tirer des conclusions. Un léger décalage en fréquences apparaît pour l'antenne CMP en position semi-intégrée probablement du à l'influence du plan de masse.

Diagramme de rayonnement de l'antenne CMP à 700 MHz dans le plan E :

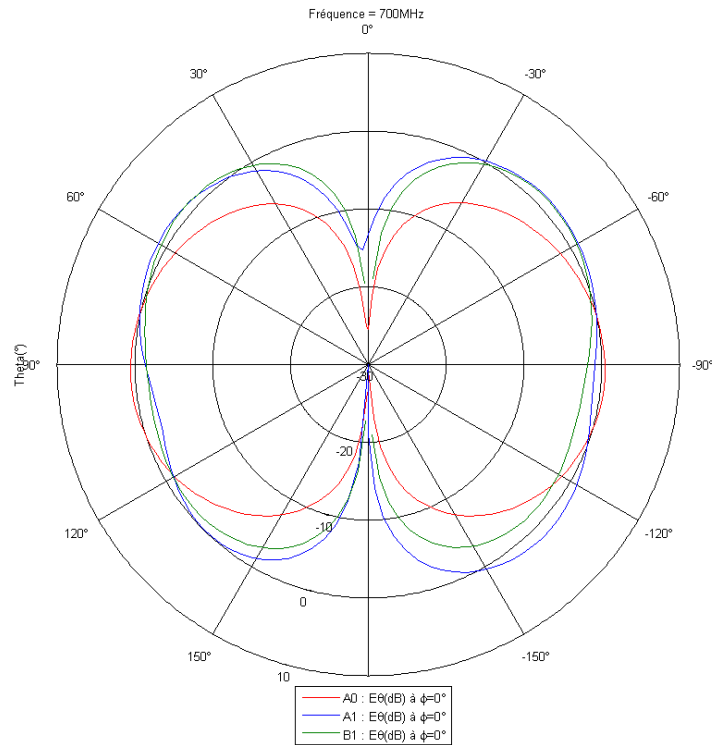


Diagramme de rayonnement de l'antenne CMP à 1 500 MHz dans le plan E :

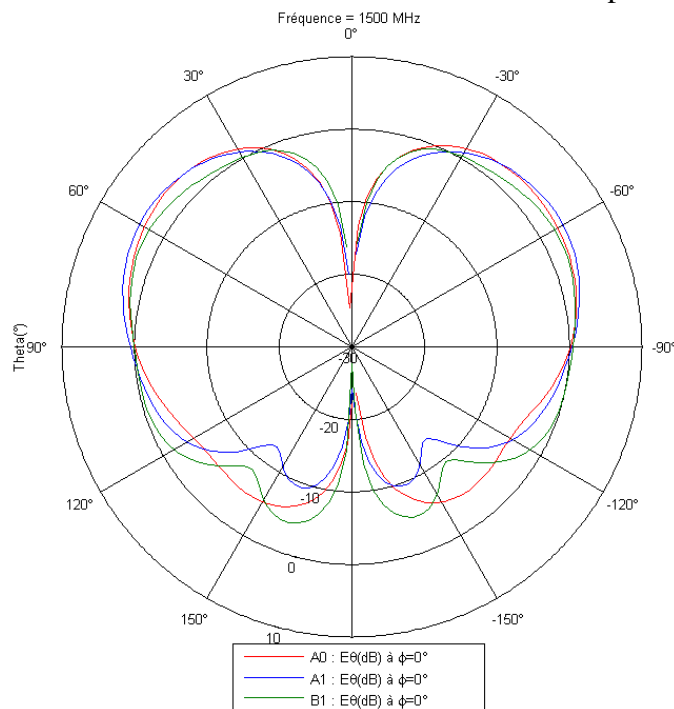
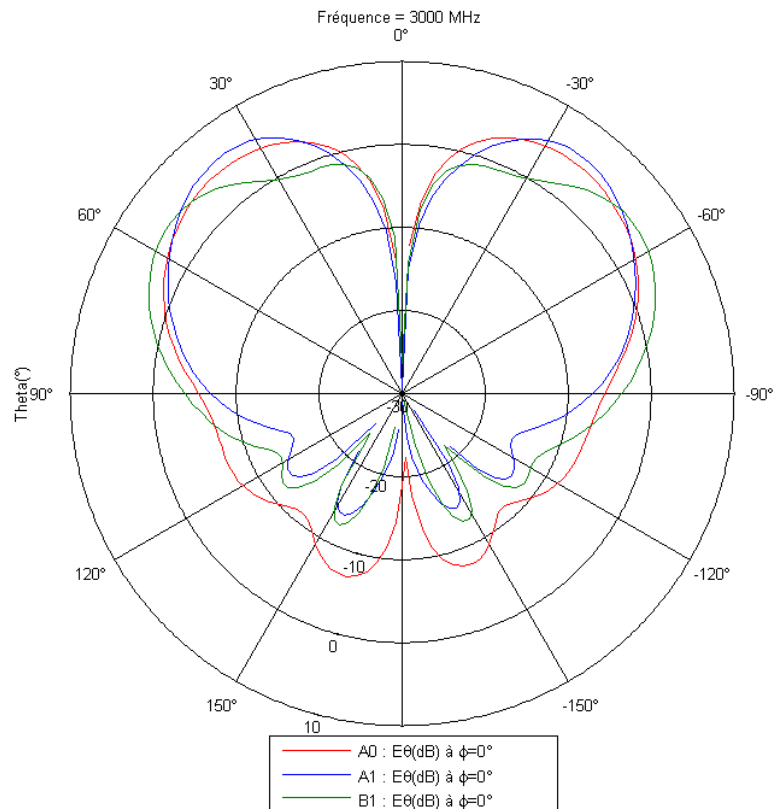


Diagramme de rayonnement de l'antenne CMP à 3 000 MHz dans le plan E :



Analyse et interprétation des résultats pour l'antenne CMP:

Antenne CMP (monopôle conique) à 700 MHz :

A cette fréquence, la déformation du diagramme de rayonnement est raisonnable mais tout de même visible. Le rayonnement arrière de l'antenne discone à vide est important compte tenu de la distribution des courants sur le cône rayonnant et de la faible dimension du plan de masse du monopôle. Il en résulte une altération (que l'on pourra juger acceptable ou non en fonction du critère adopté) du diagramme de rayonnement qui résulte certainement des courants induits sur le plan de masse de la paroi composite.

Nous remarquons que la disposition de l'antenne en surface ou en position semi-intégrée n'a qu'une influence limitée. Certes, la distribution des courants sur le plan de masse de la paroi composite doit être peu modifiée compte tenu de la légère modification de distance entre l'élément rayonnant et la paroi composite. Le couplage avec le plan de masse de la paroi composite reste donc du même ordre.

Antenne CMP (monopôle conique) à 1 500 MHz :

A cette fréquence, le diagramme de rayonnement de l'antenne monopôle est plus directif. La distribution des courants sur l'élément rayonnant est telle que le plan de masse du monopole joue un rôle plus prépondérant de réflecteur du rayonnement vers le demi-espace supérieur (diminution des effets de bord).

Dans ces conditions, l'intégration de l'antenne en surface présente un couplage plus faible avec le plan de masse associé à la structure composite et le diagramme de rayonnement mesuré est similaire à celui présenté par l'antenne à vide.

Dans la situation de l'antenne semi-intégrée, le contact métallique circonférentiel entre les deux plans de masse est susceptible de modifier la distribution des courants. L'interconnexion directe des deux plans de masse n'a encore que peu de conséquences à cette fréquence.

Antenne CMP (monopôle conique) à 3 000 MHz :

L'augmentation de la directivité se confirme.

Dans les deux situations d'intégration, le rayonnement arrière (demi-sphère inférieure) est limité par la présence du plan de masse de la structure composite.

Dans la situation de l'antenne en surface, le diagramme de rayonnement dans la demi-sphère supérieure est relativement bien conservé par référence à celui de l'antenne à vide.

Dans la situation de l'antenne semi-intégrée, en revanche, il existe une altération assez marquée du diagramme de rayonnement dans la demi sphère supérieure. Nous pouvons supposer que le motif de la distribution de courant sur le plan de masse de la structure soit modulé par la création d'un régime d'ondes stationnaires sur la plaque de dimension 30*30cm. L'interconnexion directe des deux plans de masses semble donc préjudiciable à cette fréquence.

3.2.1.3 Intégration d'une antenne générique : l'antenne patch

Les antennes précédentes possèdent une interaction plus ou moins grande avec la structure porteuse. Cependant, les résultats précédents ne sont qu'indicatifs, relatifs à des types particuliers d'antenne associée à une paroi de dimension fixe et définie.

L'avantage de ce type de structure est qu'elle est constituée d'un élément rayonnant simple au-dessus d'un plan de masse dont la dimension doit être ajustée à son bon fonctionnement mais également, dans notre situation, à son intégration à une paroi porteuse.

Cette antenne élémentaire est donc un objet d'étude intéressant pour tenter de cerner les conditions dans lesquelles il est possible de l'associer à une paroi porteuse, elle-même munie d'une peau conductrice d'électricité.

Deux techniques d'intégration peuvent être immédiatement envisagées. La première consiste à insérer le plan de masse de l'antenne au contact de la peau conductrice d'électricité de la paroi composite. Dans cette situation, tout se passe approximativement comme si nous pratiquions une extension du plan de masse de l'antenne. L'étude de cette technique revient en quelque sorte à évaluer la modification du rayonnement de l'antenne en fonction de la taille de son plan de masse.

A contrario, nous pouvons envisager d'intégrer l'antenne en surface de la paroi, éventuellement en situation semi-enterrée (dans l'âme de la paroi composite) sans continuité électrique avec la couche conductrice (hormis une liaison équipotentielle basse fréquence).

Par la suite, l'étude d'une antenne patch, accordée sur une fréquence arbitraire (ici 500 MHz) va nous permettre de mettre en évidence l'interaction entre le plan réflecteur de l'antenne et le plan conducteur d'électricité de la paroi composite. Il s'agit en particulier d'évaluer le rôle joué par les dimensions du plan réflecteur, de la paroi composite et par le rapport entre ces deux dimensions.

3.2.1.3.1 Dimension minimale du plan de masse d'une antenne patch

Nous avons choisi de concevoir un patch à une fréquence proche de 500 MHz.

Les paramètres de l'antenne planaire sont les suivants :

- + Fréquence de résonance : 494,94 MHz.
- + Bande passante : 1 MHz.
- + Gain : gain de l'ordre de 6 dBi.
- + Conducteur patch en cuivre $t = 35\mu m$.
- + Polarisation: rectiligne verticale pure.
- + Ouverture de rayonnement : (+/-) 84° .
- + Rayonnement : symétrique.
- + Type d'antenne : antenne imprimée.
- + L'alimentation par connecteur : un connecteur SMA est soudé au plan de masse qui est perforé pour permettre à l'âme centrale d'être reliée au patch en traversant le diélectrique. L'énergie est fournie par un câble coaxial.
- + Matériau diélectrique: la couche qui se trouve entre le patch et le plan de masse antenne est un substrat diélectrique en FR4, de permittivité $\epsilon_r = 4.8$ associé à une tangente de perte diélectrique correspondant à 0,017. Il a une épaisseur H_s correspondant à 1,6 mm. Pour un tel substrat, l'énergie électromagnétique réactive reste essentiellement concentrée dans le diélectrique et plus exactement dans la cavité que forme la bande métallique et le plan de masse.

Les paramètres géométriques du patch sont les suivants :

- + W spécifie la longueur du patch.
- + L représente la largeur du patch.

La détermination de ces paramètres s'appuie sur la méthodologie proposée par Balanis dans « Antenna theory » qui s'articule en deux étapes :

- + Calcul de la permittivité effective $\epsilon_{effective}$ en fonction de W.

- ✚ Calcul de la longueur L du motif en fonction du paramètre $\epsilon_{effective}$.

Les expressions suivantes (Balanis, chapitre 14 (Microstrip Antennas) [BAL 97]) sont utilisées pour la détermination des dimensions du patch :

$$W = \frac{1}{2.F_0.\sqrt{\mu_0.\epsilon_0}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = 0.176 \rightarrow 17.6cm \quad [04]$$

$$\Delta\epsilon_r = \epsilon_r - \epsilon_{effective} = 4.8 - 4.7042 = 0.01 \quad [05]$$

$$\epsilon_{effective} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left(1 + 12 \frac{H_s}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} = 4.7042 \quad [06]$$

$$\Delta l = 0.412.H_s \frac{(\epsilon_{effective} + 0.3)\left(\frac{W}{H_s} + 0.264\right)}{(\epsilon_{effective} - 0.258)\left(\frac{W}{H_s} + 0.8\right)} = 7.4e-02cm \quad [07]$$

$$L = \frac{c_0}{2.F_0\sqrt{\epsilon_{effective}}} - 2\Delta l = 0.1367 \rightarrow 13.67cm \quad [08]$$

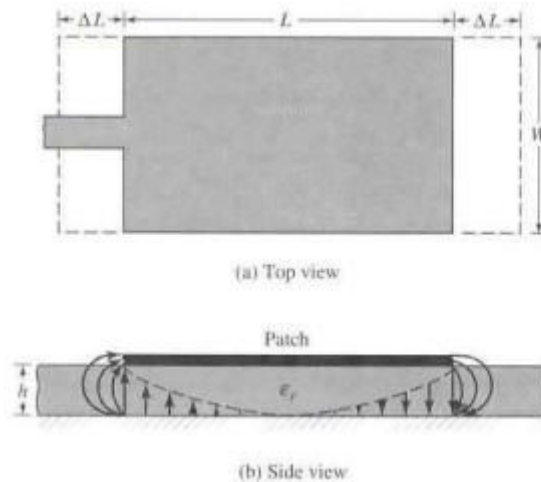


Figure n°16: Grandeurs physiques de l'antenne patch

A ce stade, l'élément rayonnant possède les dimensions suivantes : $L = 13.67$ cm,
 $W = 17.6$ cm.

Pour compléter notre analyse, nous souhaitons ajuster la dimension du plan réflecteur de sorte que les performances de l'antenne soient suffisamment acceptables tout en visant un encombrement minimal. Nous verrons ultérieurement que cette contrainte n'est pas nécessairement favorable à son intégration à la paroi composite. Cependant, à ce stade, il s'agit bien d'étudier cette antenne en l'absence de tout obstacle à proximité, donc en espace libre.

Nous avons fait varier les dimensions du plan de masse réflecteur en nous appuyant sur une variable géométrique mettant en relation la surface conductrice du patch et celle du plan réflecteur.

Cette variable géométrique k_{patch} traduit le rapport des dimensions entre le plan réflecteur et l'élément rayonnant et est donnée par:

$$k_{patch} = \frac{\text{surface}_{\text{plan}_{\text{réflecteur}}}}{\text{surface}_{\text{patch}}} = \frac{L_s \times W_s}{L \times W} \quad [09]$$

Le patch considéré est disposé en espace libre et comporte les paramètres obtenus au préalable.

Dimensions	CAS N°1	CAS N°2	CAS N°3	CAS N°4	CAS N°5	CAS N°6
Ls (mm)	300	250	200	194	166	138
Ws (mm)	300	250	200	194	196	178
L (mm)	136.7	136.7	136.7	136.7	136.7	136.7
W (mm)	176	176	176	176	176	176
k_patch	3.74	2.60	1.66	1.56	1.35	1.02

Figure n°17: k_{patch} en fonction des dimensions du substrat en mm

Nous remarquons dans le tableau de la figure n°17 que les cas n°1 et cas n°2 correspondent à des dimensions de plan réflecteur très significativement supérieures à la dimension de l'élément rayonnant.

Nous avons réalisé des simulations E.M à partir du logiciel FEKO en vue d'obtenir des le coefficient de réflexion et la capacité statique en basse fréquence pour les six cas du tableau précédent dans lequel k_{patch} varie entre 1,02 et 3,74.

Nous voulons déterminer les paramètres W_s et L_s en fonction des caractéristiques intrinsèques liées à la fréquence de résonance F_0 et des critères de rayonnement.

Les résultats obtenus se présentent comme suit :

Configuration N° :	1 ^{er} Fréquence de résonance $F_0 / S_{1,1}$	Capacité statique FEKO en pF	Diagramme de rayonnement
CAS N°1	494.9MHz / -17.7 dB	805 pF	Gain max : 4.8 dBi Rayonnement arrière très faible
CAS N°2	494.9 MHz / -21.7 dB	805 pF	Gain max : 4.8 dBi Rayonnement arrière très faible
CAS N°3	494.1 MHz / -17.7 dB	805 pF	Gain max : 4.5 dBi Rayonnement arrière faible
CAS N°4	493.8 MHz / -18.3 dB	799 pF	Gain max : 4 dBi Rayonnement arrière
CAS N°5	494.9 MHz / -9.6 dB	800 pF	Gain max : 2.5 dBi Rayonnement arrière important
CAS N°6	498.9 MHz / -7.8 dB	783 pF	Gain max : 0 dBi Rayonnement arrière important

Figure n°18: k_{Patch} en fonction des caractéristiques de rayonnement et de C_0

En ce qui concerne le diagramme de rayonnement, nous nous sommes focalisés sur le gain maximum qui se trouve dans la direction du lobe principal et sur le rayonnement arrière.

L'antenne est parfaitement accordée en F_0 pour les quatre premières configurations avec un $S_{1,1}$ correct.

Considérons tout d'abord le cas n°2. Nous obtenons dans cette configuration de bonnes caractéristiques de rayonnement. Le gain est de 4.8 dBi dans la direction du lobe principal tandis que son rayonnement arrière est très faible. Bien entendu, dans ces conditions, l'adaptation d'impédance est correcte et l'antenne reste adaptée sur 495 MHz environ. Nous pouvons donc nous contenter de ces dimensions.

En revanche, en ce qui concerne la configuration $k_{\text{patch}} = 1.02$ (cas n°6) pour laquelle les dimensions du substrat (L_s et W_s) sont proches de celles de l'élément rayonnant du patch, nous distinguons un rayonnement arrière important avec un gain maximal de l'ordre 0 dBi seulement. Nous observons également un léger glissement de la fréquence d'accord de l'antenne via l'observation du coefficient de réflexion $S_{1,1}$, ce qui se traduit également par une légère altération de la capacité statique C_0 .

La capacité statique C_0 joue le rôle de critère de conformité en termes de fréquence d'accord mais ne fournit pas une information suffisante sur la nature du diagramme de rayonnement.

Les configurations intermédiaires (du cas n°3 au cas n°5) permettent de conserver une fréquence d'accord stable, mais présentent encore un rayonnement arrière un peu trop fort.

Le choix des dimensions du substrat $L_s = 25$ cm et $W_s = 25$ cm (cas n°2) permet de minimiser le plan de masse réflecteur tout en préservant des caractéristiques de rayonnement satisfaisantes en champ lointain.

Par la suite, nous adoptons donc pour convention que le plan réflecteur de dimension minimum de l'antenne est donné par $k_{\text{patch}} = 2,6$ (cas n°2). Le diagramme de rayonnement pour la fréquence d'accord correspondant à cette configuration est reporté à la figure n°19, présentée ci-dessous :

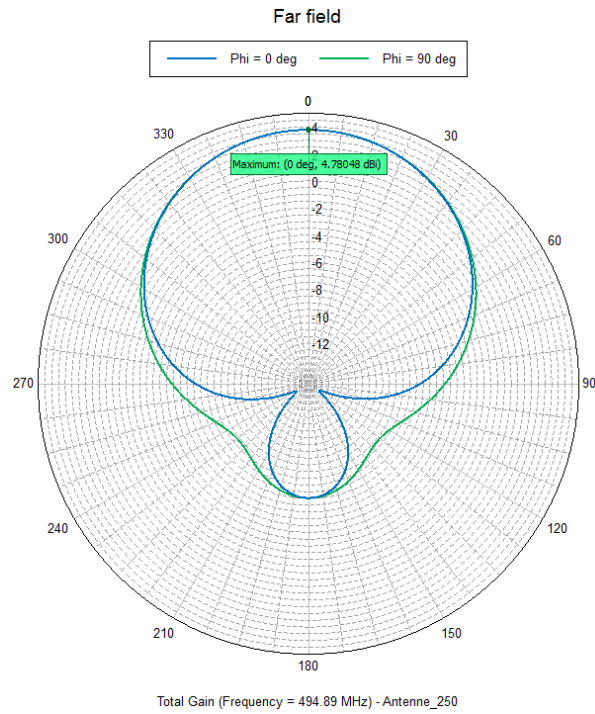
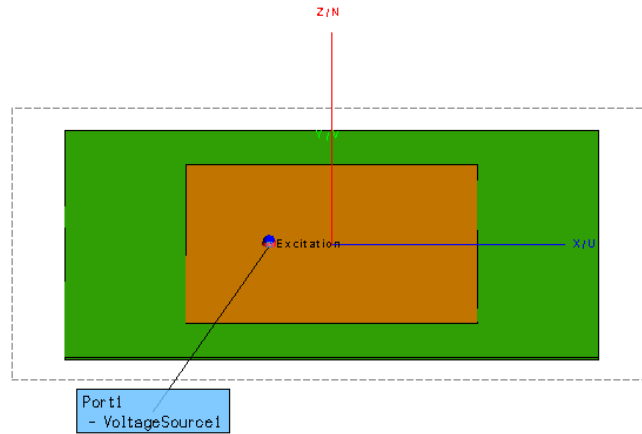


Figure n°19: Diagramme de rayonnement pour $k_{\text{patch}}=2.6$

Les deux courbes correspondent à $\varphi^{\circ}=0^{\circ}$ (plan E) et $\varphi^{\circ}=90^{\circ}$ (plan H).

3.2.1.3.2 Intégration d'une antenne avec plan de masse minimisé

Nous évaluons dans ce qui suit le comportement, en termes de diagramme de rayonnement d'antennes munies de plan réflecteur dont la dimension est inférieure ou supérieure à la dimension minimale déterminée plus haut ($k_{\text{patch}} = 2,6$). Par ailleurs, ce plan réflecteur est disposé (et centré) à une hauteur de 16 mm (donc à une distance très faible par rapport à la longueur d'onde) au-dessus d'une paroi dont les dimensions sont elles-mêmes variables. Cette valeur de 16 mm est un choix arbitraire et correspond à dix fois l'épaisseur du substrat de l'antenne. L'objectif consiste à analyser l'effet des variations de ces deux dimensions sur les caractéristiques de rayonnement. On définit $k_{\text{structure}}$ comme étant le rapport des dimensions entre la paroi composite (paroi support) et l'élément rayonnant.

Différents résultats sont reportés sur les figures n°20 et n°21. Nous montrons que pour $k_{\text{patch}} = 2.6$ (plan de référence minimal) et $k_{\text{structure}} = 8$, il existe un couplage avec la structure qui se traduit par une ondulation du diagramme de rayonnement dans la zone principale de rayonnement de l'antenne patch. Une simulation avec une paroi arrière de dimension infinie met bien en évidence, outre l'absence logique de rayonnement arrière, la disparition des oscillations dans le lobe principal de rayonnement. Nous pouvons donc attribuer ces oscillations aux effets de bords de la paroi qui limitent l'extension des courants induits même si ceux-ci sont résiduels.

Si nous augmentons la dimension du plan réflecteur de l'antenne ($k_{\text{patch}} = 4$) les oscillations sont toujours perceptibles même si elles sont plus atténuées. Nous remarquons également que le rayonnement arrière (donc à l'arrière de la paroi composite) est également un peu plus faible, ce qui montre que les courants induits sur la paroi sont légèrement moins importants. Par conséquent, et ceci est naturellement fonction des exigences initiales du cahier des charges, l'augmentation des dimensions ne constitue pas la panacée et c'est naturellement encore moins vrai si nous visons un objectif de compacité.

Au contraire, si nous considérons la configuration comportant un plan de masse antenne réduit, $k_{\text{patch}} = 1$ et $k_{\text{structure}} = 8$, nous obtenons un couplage significatif entre les deux structures de masse. La situation est en effet très dégradée : le diagramme de rayonnement est vraiment altéré (courbes vertes sur les figures n°20 et n°21).

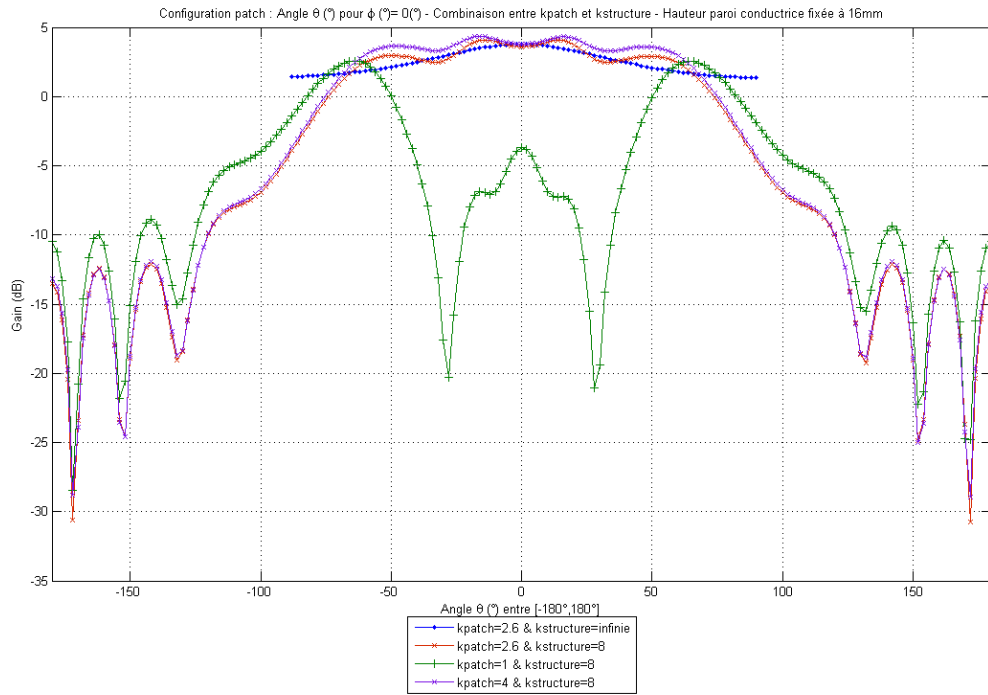


Figure n°20: Gain pour différentes configurations de k_{patch} et $k_{structure}$ pour $\Phi=0^\circ$

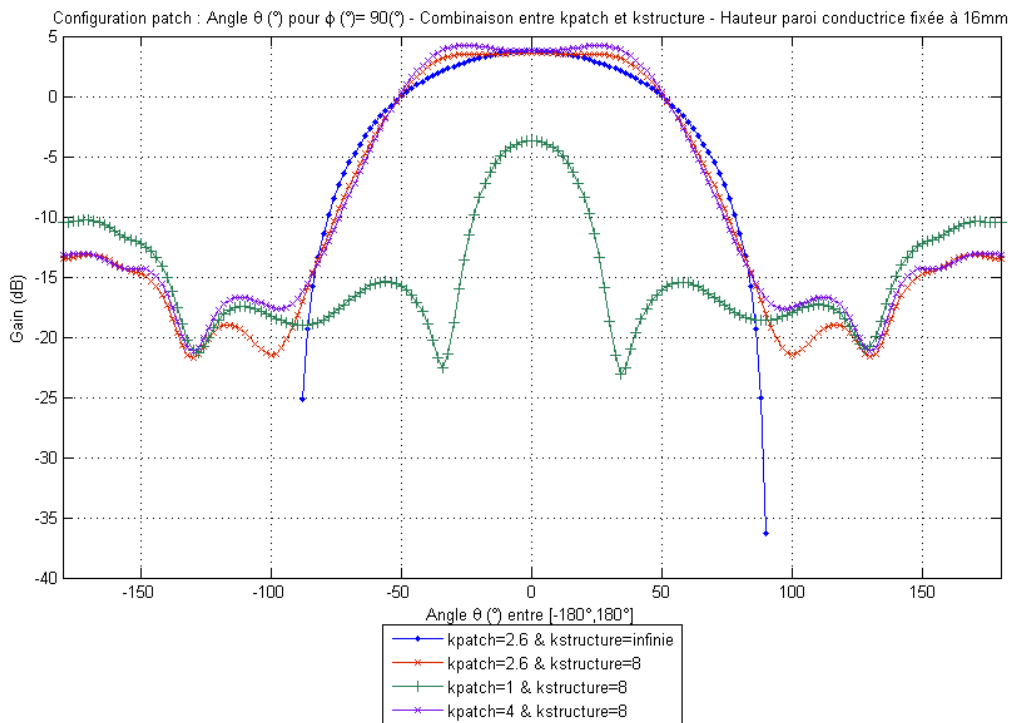


Figure n°21: Gain pour différentes configurations de k_{patch} et $k_{structure}$ pour $\Phi=90^\circ$

Nous pouvons déduire de ces éléments d'analyse qu'il peut être particulièrement délicat d'associer une antenne avec une paroi support dotée d'une peau conductrice. La présence d'un plan réflecteur, qui pourtant tend à masquer l'effet de cette paroi conductrice, ne constitue pas nécessairement une garantie suffisante compte tenu de l'induction résiduelle de courants ou charges sur cette paroi et du rôle joué par les effets de bord responsables de rayonnements résiduels.

Il est donc probable que des solutions d'intégration spécifiques doivent être élaborées, et ce au cas par cas, en fonction de la nature de l'antenne, de son domaine de fréquence de fonctionnement et de sa bande passante.

3.2.2 Solutions d'intégration envisagées

Le dispositif d'intégration se situe entre le plan réflecteur de l'antenne et le plan de masse structure.

Parmi les solutions d'intégration envisagées, nous pouvons d'emblée indiquer les orientations suivantes :

L'intégration d'une antenne à la paroi nécessite un aménagement particulier, sauf si le rayonnement arrière de cette antenne est d'ores et déjà très limité.

Sur le plan des solutions d'intégration, les trois familles de solutions envisagées peuvent être préliminairement classées comme suit :

- ✚ Un matériau de type ferrite possède un comportement large bande et est plutôt bien adapté aux fréquences VHF (30 MHz - 300 MHz). Son déploiement doit cependant être limité compte tenu de son poids.
- ✚ Un matériau absorbant est également une solution large bande dont l'encombrement est acceptable pour des bandes de fréquence de la gamme UHF et au-delà.
- ✚ Les matériaux artificiels structurés de type S.H.I. sont au contraire des structures bande étroite qui pourraient cependant être utilisées dans la partie basse du spectre de rayonnement des antennes considérées, la plus gênante tant du point de vue de l'intégration que du découplage.

Ces familles de solution seront étudiées dans la section suivante de ce chapitre.

3.3 Solutions d'intégrations

3.3.1 Ferrites. Principe et optimisation

3.3.1.1 Définition

Les ferrites sont des matériaux magnétiques très utilisés dans les techniques de télécommunications, tant pour le matériel destiné au grand public que pour le matériel professionnel. Il faut notamment indiquer que les ferrites sont très utilisées en CEM. Leur forte perméabilité permet de présenter une inductance série et une résistance série (ferrites à pertes) pour le courant de mode commun qui limite fortement les rayonnements EM lorsqu'elles sont placées autour de câbles.

Ce sont des céramiques à base d'oxydes, ce qui les différencie nettement des métaux ou des alliages magnétiques. Elles ont des compositions chimiques diverses, qui permettent d'obtenir des propriétés magnétiques fort différentes, depuis celles des matériaux très doux, jusqu'à celles des aimants permanents, en passant par celles des matériaux qui furent utilisés pour les mémoires des premiers ordinateurs. Les ferrites ont avantageusement remplacé les alliages métalliques dans un certain nombre d'applications, mais elles ont aussi conduit à des réalisations entièrement nouvelles. En effet, ce matériau peut être utilisé en électronique comme support pour réaliser des selfs, plus particulièrement dans des montages haute fréquence sans oublier toutefois le transformateur de puissance, le lissage et le stockage de l'énergie.

Les ferrites dérivent de la magnétite Fe_3O_4 , la substance magnétique la plus anciennement connue. Nous pouvons écrire la formule de la magnétite Fe_3O_4 , en mettant ainsi en évidence le fait que les ions fer (ferreux ou ferriques) ne jouent pas tous le même rôle.

3.3.1.2 Objectif

L'un des objectifs de cette thèse est d'examiner les conditions dans lesquelles une antenne dont les caractéristiques sont maîtrisées en espace libre, c'est-à-dire à distance de tout obstacle notamment proche, conserve l'ensemble de ses performances de rayonnement.

L'antenne considérée est ici l'antenne Patch présentée au paragraphe précédent dans sa version avec plan réflecteur de taille minimisée ($k_{\text{patch}} = 2,6$).

Dans le contexte du projet SAMCOM, l'antenne doit être intégrée à une paroi composite de faible épaisseur qui comporte notamment sur la face arrière une couche conductrice d'électricité. Pour assurer une intégration la plus compacte possible, il est envisagé de placer l'antenne au plus proche de cette couche conductrice suivant différents scénarios d'intégration (en surface ou au sein même de la paroi composite).

Suivant le type d'antenne à intégrer, la couche métallique placée à l'arrière peut potentiellement altérer le diagramme de rayonnement de l'antenne. En effet, la paroi conductrice de la structure composite est potentiellement le siège de courants induits à l'origine d'une modification significative du rayonnement de l'antenne ainsi intégrée.

Une structure de type ferrite présente une perméabilité magnétique élevée et de ce fait, confine le champ magnétique associé à des sources de courants placées à proximité. Ainsi une ferrite interposée entre deux structures conductrices d'électricité réduira le couplage engendré sur la seconde structure lorsque des sources de courant sont produites sur la première. L'influence de cette seconde structure sur le rayonnement peut être ainsi sensiblement diminuée au détriment possible d'une diminution de l'efficacité de rayonnement par contrecoup de l'énergie stockée et dissipée dans le matériau ferrite.

Sans protection particulière, nous pouvons montrer qu'une telle antenne ne conserve ses performances de rayonnement que si la distance entre son plan réflecteur et la paroi est supérieure à 8 cm. A la fréquence de 500 MHz, fréquence approximative d'accord du patch, ceci correspond environ au huitième de la longueur d'onde dans le vide lorsque l'antenne est immergée dans un milieu diélectrique de permittivité relative égale à 5,4 (fibre de verre). Cette distance correspond donc à 0,3 longueurs d'onde dans le substrat.

A cette distance, l'interaction avec la paroi subsiste. Cependant, elle se traduit par une légère croissance du gain maximal (6,7 dBi contre 4,7 dBi) de l'antenne et corrélativement par une diminution de l'angle d'ouverture à -3 dB (49° contre 45°).

3.3.1.3 Réduction de la hauteur d'intégration

Nous distinguons dans ce qui suit l'élément rayonnant de l'antenne (le patch lui-même), le plan réflecteur de l'antenne dont la dimension est $k_{\text{patch}} = 2,6$ et le plan de masse général de la paroi. Ces derniers sont le siège de courants de surface et peuvent donner lieu à diffraction électromagnétique. Du fait des effets de bords, (dimension finie de la paroi conductrice sur laquelle ils se propagent), ces courants de surface peuvent en effet donner naissance à un champ rayonné qui se trouve à l'origine d'une altération du diagramme de rayonnement initial [GRA 10].

Pour réduire la hauteur de l'antenne, une solution classique consiste à placer un plan métallique à une distance de l'antenne égale au quart de la longueur d'onde. Si le plan métallique ou conducteur est grand devant l'antenne, le rayonnement de l'ensemble sera approximativement pour le demi-espace supérieur celui de l'antenne et de son image dont le rayonnement sera en phase si les sources de courants sont polarisées suivant le plan. Au contraire, si l'antenne est proche du plan métallique, la superposition du rayonnement des courants polarisés horizontalement sera destructive.

Dans le cas d'une antenne Patch, son rayonnement arrière est limité par son propre plan de masse. Par conséquent, l'effet perturbateur du plan de masse arrière est d'une part limité et d'autre part cantonné à l'effet de bord du plan de masse de l'antenne. Les simulations d'une antenne patch avec plan réflecteur de faible dimension montrent qu'un plan métallique situé à l'arrière perturbe tout de même son fonctionnement à faible distance, comme nous l'avons déjà souligné au paragraphe précédent.

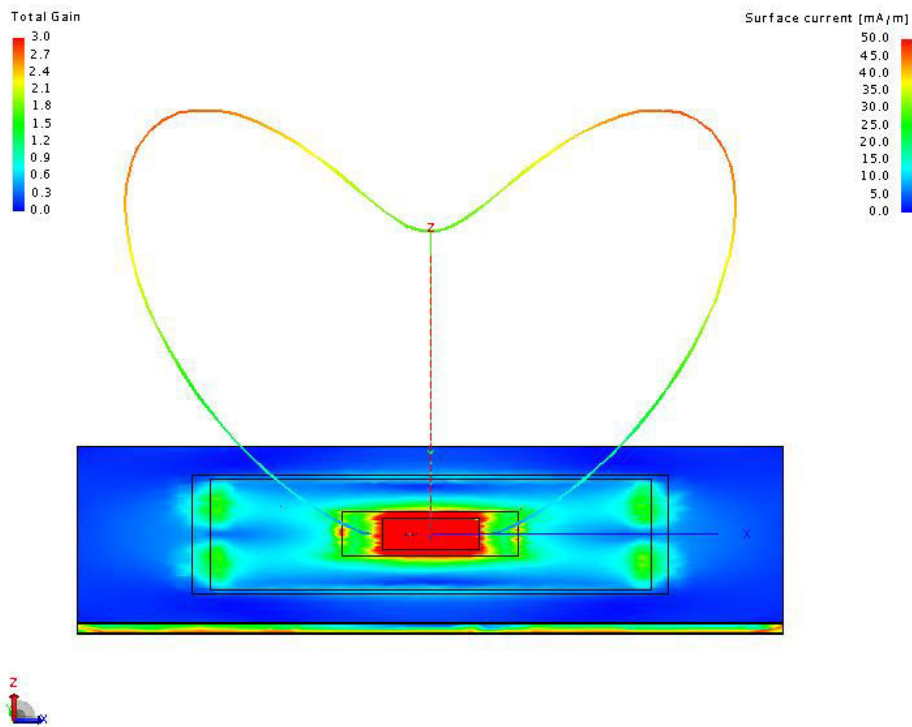


Figure n°22: Patch à distance réduite (16 mm) au dessus de la paroi - Coupe suivant $\varphi=0^\circ$

Dans la situation spécifique de la figure n°22, nous percevons très nettement la modification de l'allure du diagramme de rayonnement dans le lobe principal de rayonnement par rapport au patch idéal en espace libre.

Nous pouvons afficher sous le logiciel FEKO le modèle 3D des courants de surface. L'onglet "Surface current" correspond à la densité surfacique de courant qui est exprimée en mA/m. Les amplitudes des courants apparaissent sur le modèle sous forme de couleurs.

Les diagrammes de rayonnement pour différentes hauteurs de l'antenne au-dessus de la paroi métallique sont décrits dans la figure n°23.

Configuration patch :
 Angle θ ($^\circ$) pour ϕ ($^\circ$)=0($^\circ$) - Finitude du PM structure $k = 4$ - Association avec Matrice Composite ($\epsilon_r=5.4, \tan\delta=0.01$) - Hauteur variable au dessus du PM structure
 Connection des PM avec une liaison filaire

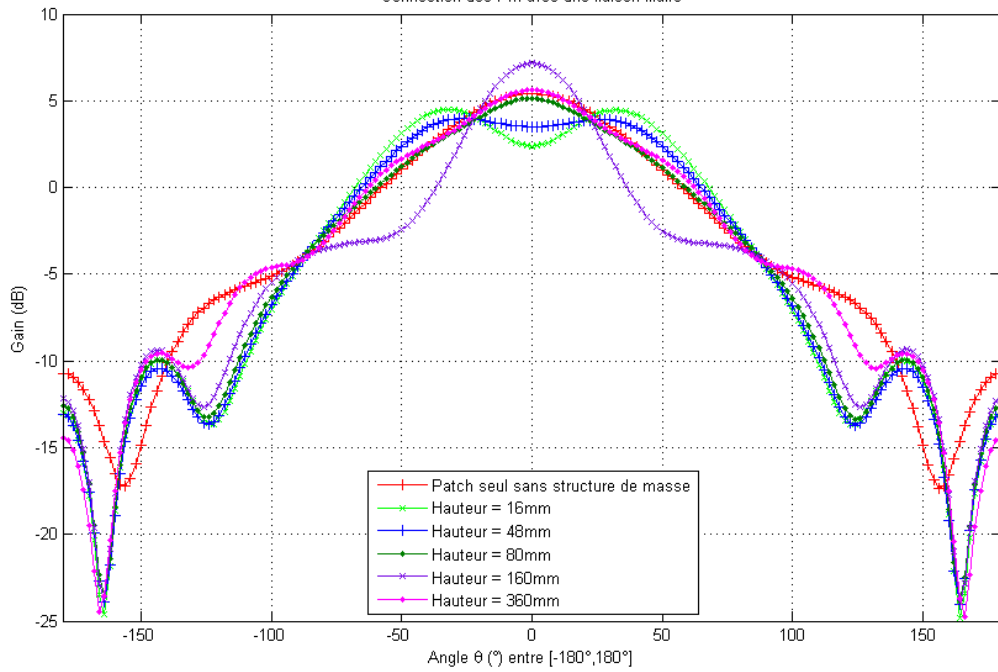


Figure n°23: Patch pour différentes hauteurs de l'antenne au-dessus du plan conducteur de la paroi

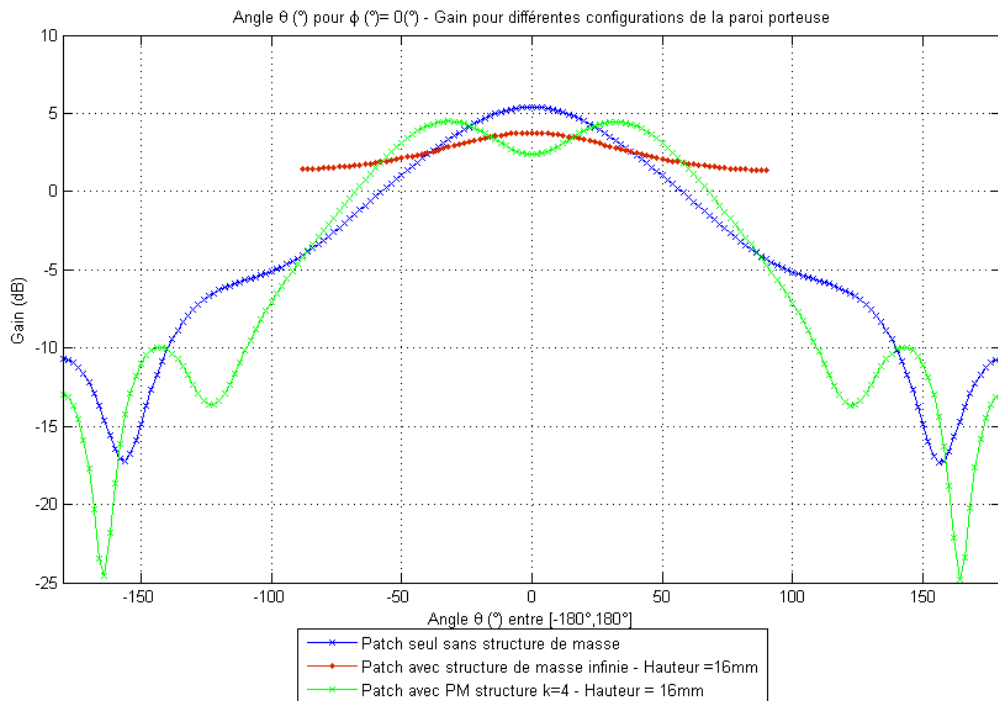


Figure n°24: Gain pour différentes configurations de la paroi porteuse

La présence de la paroi composite redirige le rayonnement dans la direction d'intérêt favorisant ainsi une augmentation du gain. Si la distance entre les structures de masse est en deçà de 70 mm, la coupe E.M n°1 (coupe $\varphi^\circ = 0^\circ$) subit une altération du lobe principal de rayonnement à la verticale de l'antenne.

Nous distinguons dès lors deux zones pour lesquelles le rayonnement de l'antenne sera constructif ou destructif. Le maximum de directivité s'obtient pour une hauteur de 160 mm, ce qui correspond effectivement à une distance d'un quart de longueur d'onde. Le diagramme de rayonnement conserve son allure lorsque nous abaissons l'antenne jusqu'à une hauteur de 70 mm.

En deçà de 70 mm, une oscillation du diagramme de rayonnement prend place. Notons que ce phénomène peut s'interpréter de deux manières différentes difficiles à distinguer. D'une part, cela peut s'interpréter au sens de la théorie des images comme indiqué plus haut. D'autre part, il ne faut pas non plus exclure les effets de bords du plan de masse arrière qui est également de dimension limitée.

Pour une distance faible (16 mm) entre le plan réflecteur de l'antenne et le plan de masse structure, nous observons sur la figure n°24 des oscillations du diagramme de rayonnement contrairement à la configuration avec structure de masse infinie.

L'interposition de ferrites est proposée pour remédier à ces défauts.

3.3.1.4 Les objectifs de la ferrite et hauteur souhaitée

Les ferrites présentent la particularité de concentrer les lignes de champ magnétique issues de courants de proximité et éventuellement de dissiper l'énergie correspondante. Interposées entre le plan réflecteur de l'antenne (et notamment à proximité des bords du plan de masse) et le plan de masse de la structure, celles-ci vont limiter la diffraction électromagnétique liée à ces effets de bord et à l'induction de courants sur le plan de masse de la structure. Bien entendu, les matériaux magnétiques sont localisés en proximité directe du plan réflecteur antenne.

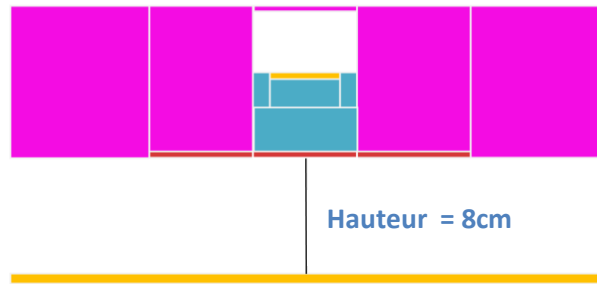


Figure n°25: Hauteur minimale préservant les performances de l'antenne

Code de couleur utilisé : orange: parties conductrices, rouge bordeaux: parties conductrices, rose: paroi composite (diélectrique), blanc: mousse à faible permittivité diélectrique (proche de l'air), bleu : substrat diélectrique de l'antenne.

La figure n'est pas à l'échelle.

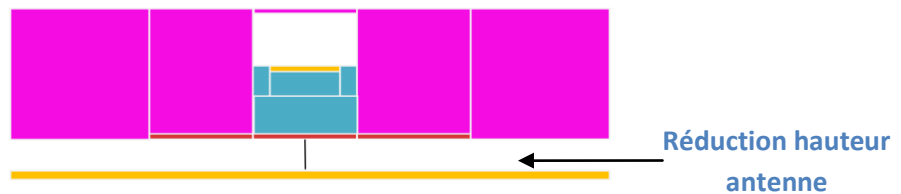


Figure n°26: Hauteur acceptable fixée à 16mm avec les ferrites

Code de couleur utilisé : orange: parties conductrices, rouge bordeaux: parties conductrices, rose: paroi composite (diélectrique), blanc: mousse à faible permittivité diélectrique (proche de l'air), bleu : substrat diélectrique de l'antenne.

La figure n'est pas à l'échelle.

3.3.1.5 Estimation des paramètres électromagnétiques d'un matériau ferrite

A partir de l'expression générale de la constante de propagation, nous déterminons les caractéristiques magnétiques nécessaires pour une ferrite à perte d'épaisseur limitée à 1 cm.

$$\begin{aligned}\gamma^2 &= [(u' + ju'')jw][jw\varepsilon] \\ \gamma^2 &= -w^2[\varepsilon u' + j\varepsilon u'']\end{aligned}\quad [10]$$

avec

ε qui correspond à la permittivité absolue,

u' représente la quantité d'énergie magnétique retenue par le matériau alors que u'' est l'indice de pertes magnétiques.

La démonstration qui permet de passer de la constante de propagation à l'épaisseur de peau est présentée en annexe.

Le calcul de la constante de propagation débouche sur l'épaisseur de peau est le suivant :

$$\delta = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{[-(w^2 \varepsilon u') + w^2 \varepsilon \sqrt{(u'^2 + u''^2)}]}}\quad [11]$$

A partir de l'expression de l'épaisseur de peau, nous pouvons dimensionner l'épaisseur de notre couche du milieu magnétique.

Nous souhaitons évidemment limiter l'épaisseur du matériau à une valeur raisonnable. Nous fixons ainsi l'épaisseur de peau Delta, telle que Delta=1 cm :

$$Posons \mu' = 600\mu_0 \text{ et } \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$$

Nous établissons alors la relation entre la perméabilité magnétique complexe et la permittivité diélectrique :

$$\frac{2}{\delta^2} = [-(w^2 \varepsilon \mu') + w^2 \varepsilon \sqrt{(\mu'^2 + \mu''^2)}]\quad [12]$$

$$\frac{2}{\delta^2} + (w^2 \varepsilon \mu') = w^2 \varepsilon \sqrt{(\mu'^2 + \mu''^2)}\quad [13]$$

$$\left[\frac{1}{w^2 \varepsilon} \cdot \left[\frac{2}{\delta^2} + (w^2 \varepsilon \mu')\right]\right]^2 = [\sqrt{(\mu'^2 + \mu''^2)}]^2\quad [14]$$

$$\left[\frac{2}{w^2 \varepsilon \delta^2} + (\mu')\right]^2 - \mu'^2 = \mu''^2\quad [15]$$

Si nous supposons un substrat de permittivité diélectrique relative égale à 1, l'expression [15] conduit à sélectionner un matériau dont la perméabilité magnétique est particulièrement élevée.

$$\frac{4}{w^2 \varepsilon_0 \delta^2} \left[\frac{1}{w^2 \varepsilon_0 \delta^2} + (\mu') \right] = \mu''^2 \quad [16]$$

$$\mu'' \approx 6.4 \times 10^{-4}$$

De ce fait, nous pouvons extraire la composante de tangente perte magnétique :

$$\mu_r^* = \mu_r' - j\mu_r'' \quad [17]$$

$$\mu_r^* = \frac{\mu'}{\mu_0} - j \frac{\mu''}{\mu_0} = 600 - 507.6j \quad [18]$$

$$\text{Tan}(\delta_{ur}) = \frac{\mu_r''}{\mu_r'} = \frac{\mu''}{\mu'} = \frac{507.6}{600} = 0.85 \quad [19]$$

L'autre solution consiste à considérer $\delta = 1\text{cm}$ pour un milieu dont $\varepsilon_r' \times \mu_r' = 600$ [(30 x 20 = 600)]. et $\text{Tan}(\delta_{ur}) = 0,85$.

Un matériau magnétique avec $\mu_r' = 600$ n'est pas acceptable car il s'agit d'une ferrite virtuelle non représentative de la réalité. En revanche, une ferrite réelle pourrait présenter un $\mu_r' = 30$ et $\varepsilon_r' = 20$. D'ailleurs les ferrites du commerce ont en général effectivement un μ_r' élevé et un ε_r' important conjointement.

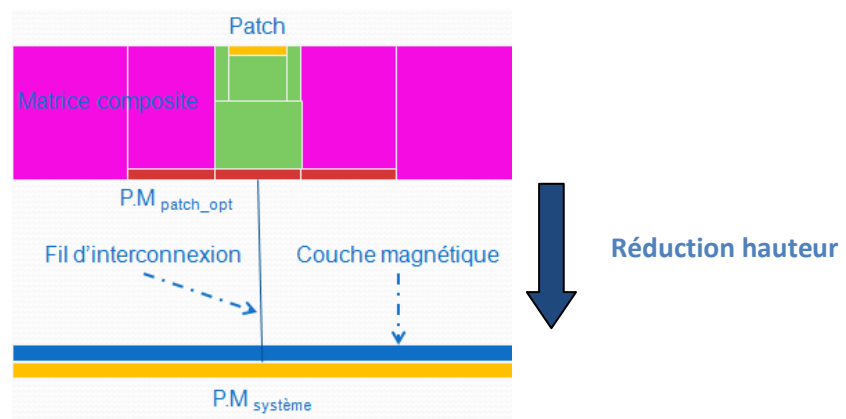
Les évaluations qui vont suivre seront néanmoins effectuées pour un matériau virtuel dont les paramètres sont les suivants :

$$\mu' = 600\mu_0 \text{ - } \delta = 1\text{cm - et - } \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$$

Cependant, nous avons vérifié que des simulations effectuées avec $\mu_r'=30$ et $\varepsilon_r'=20$ donnent exactement les mêmes résultats.

3.3.1.6 Interposition de la couche magnétique :

Tout d'abord, nous allons analyser une configuration antennaire dans laquelle une hauteur de couche magnétique est fixée à 1 cm. Ensuite, nous commençons notre investigation de cette configuration en mesurant l'impact de la hauteur entre les structures de masse avec leur couche magnétique à partir des caractéristiques de rayonnement comme d'après la figure ci-dessous :



La couche magnétique est disposée au dessus du plan de masse système. Un fil d'interconnexion relie les deux structures de masse.

Les simulations sous Feko permettent de quantifier le potentiel de miniaturisation d'après les tableaux ci-dessous :

Paramètres du Matériau :	Distance entre le plan réflecteur et le plan de masse structure	S _{1,1} (dB)	F ₀ (MHz)	Gain (dBi)	Ouverture à -3dB	
				Phi = 0° & Phi = 90°	Phi = 0°	Phi = 90°
Couche magnétique en ferrite	Configuration initiale en espace libre	-13	495	4.80	94°/96°	
	80mm	-11.5	496.2	5.15	105°/105° Rayonnement symétrique	
	60mm	-11.5	495	5	95°/105° Rayonnement symétrique	

Paramètres du Matériau :	Distance entre le plan réflecteur et le plan de masse structure	S _{1,1} (dB)	F ₀ (MHz)	Gain (dBi)	Ouverture à -3dB	
				Phi = 0° & Phi = 90°	Phi = 0°	Phi = 90°
	Couche magnétique en ferrite	30 mm	-13	496	5.65	70.5°/105° Rayonnement non symétrique
	20 mm	-11.5	495.5	5.65	63.5°/105° Rayonnement non symétrique	

Figure n°27: Synthèse des performances de la couche magnétique en ferrite à l'intégration d'une antenne patch accordée à 496 MHz.

La légère augmentation du gain est probablement liée à l'interaction résiduelle avec le plan de masse structure.

La couche magnétique en ferrite semble être efficace pour des hauteurs qui excèdent 60 mm car le diagramme de rayonnement n'est pas altéré. Nous observons que l'impact de la couche magnétique pour des hauteurs faibles s'avère peu exploitable car les diagrammes de rayonnement dans le plan E et le plan H ne conservent pas une ouverture similaire par rapport à ceux obtenus avec l'antenne patch en espace libre. Nous avons donc recherché une autre solution alternative qui viendrait répondre aux exigences en termes de compacité d'intégration et de diagramme de rayonnement.

3.3.1.7 Les quatre murs magnétiques

Nous avons retenu, comme solution alternative, les quatre murs magnétiques. Ces derniers entourent le plan réflecteur du patch et ils doivent être suffisamment épais pour atténuer l'amplitude du champ électromagnétique diffracté par le bord du plan réflecteur de l'antenne. Les murs magnétiques ont pour épaisseur 10 cm. Leur disposition est indiquée à la figure n°28.

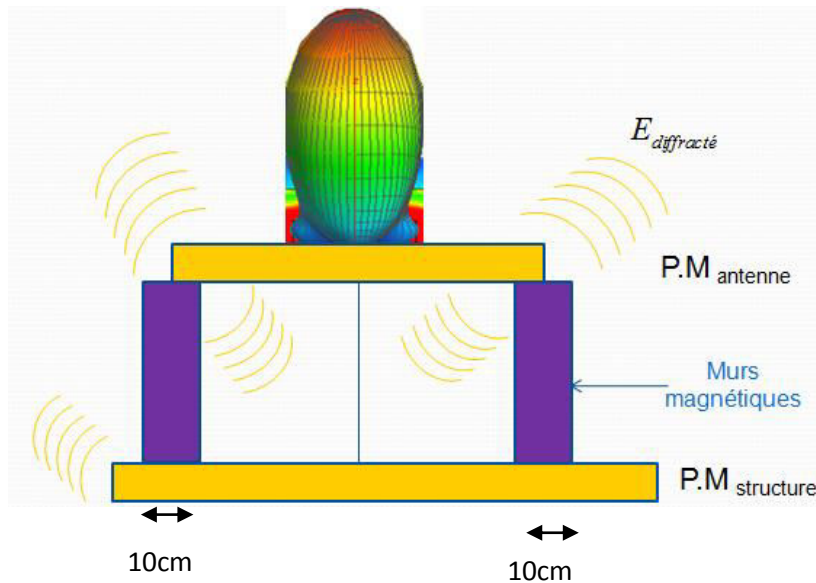


Figure n°28: Présentation des murs magnétiques entourant le plan réflecteur antenne.

Nous observons sur la figure n°29 que la ferrite disposée en mur permet d'annihiler les courants de bords sur le plan de masse antenne. A cet effet, le mur permet d'annuler l'éventuel effet cavité entre le plan réflecteur de l'antenne et le plan de masse structure. De plus, la ferrite permet donc l'intégration d'antennes et la contribution au découplage via la diminution des effets de bord (limitation de la diffraction) en proximité immédiate de l'élément rayonnant. Il est important de montrer l'impact de la ferrite sur les courants de surface qui se trouvent à la fois sur le plan réflecteur de l'antenne et le plan de masse structure.

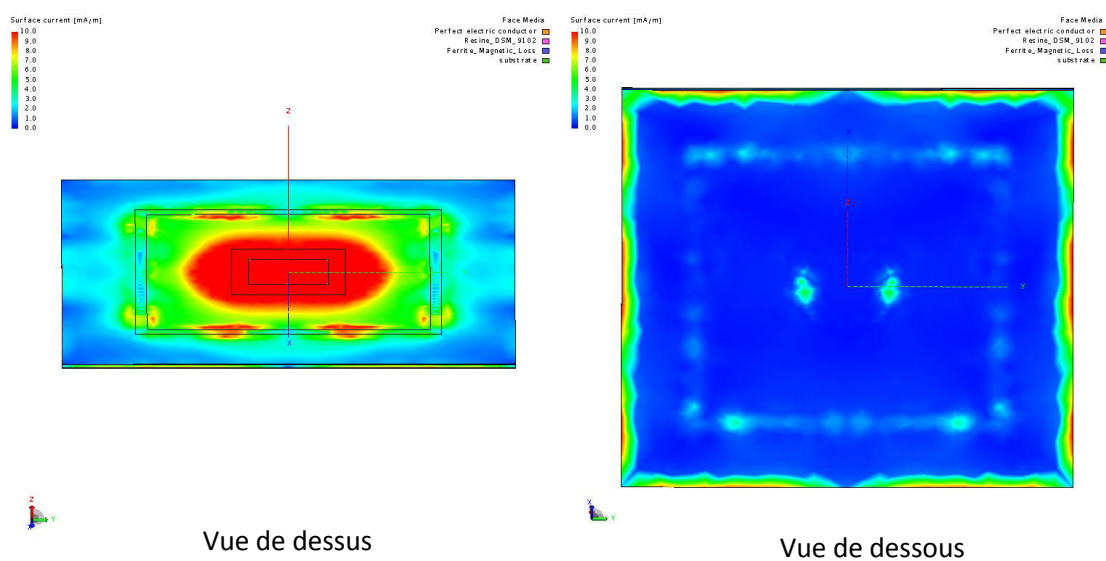


Figure n°29: Distribution de courants surfaciques localisée sur la face avant ou la face arrière du patch.

En conclusion, l'interposition de structures de type ferrite (absorption) à proximité de distributions de courants sur les bords du plan de référence conducteur de l'antenne a permis de diminuer la hauteur entre les plans conducteurs de masse.

Les résultats de simulation avec les quatre murs magnétiques sont synthétisés dans le tableau de la figure n°30 :

Paramètres du Matériau : Cavité composée des 4 murs magnétiques en ferrite	Distance entre le plan réflecteur et le plan de masse structure	Situation de l'antenne	F_0 (MHz)	$S_{1,1}$ (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M : Phi = 0° & Phi = 90°	Ouverture à -3dB Coupe E.M : Phi = 0° & Phi = 90°
	10 mm	Situation patch sans ferrite	495	-13	2.4	120°/85° Altération du diagramme de rayonnement
		Situation patch avec ferrite	495	-12.6	5.5	74°/69° Rayonnement presque symétrique
		Situation patch en espace libre	495	-13	4.8	94°/96° Rayonnement presque symétrique

Figure n°30: Présentation des performances radioélectriques des quatre murs magnétiques appliquée à l'intégration d'une antenne patch accordée à 495 MHz.

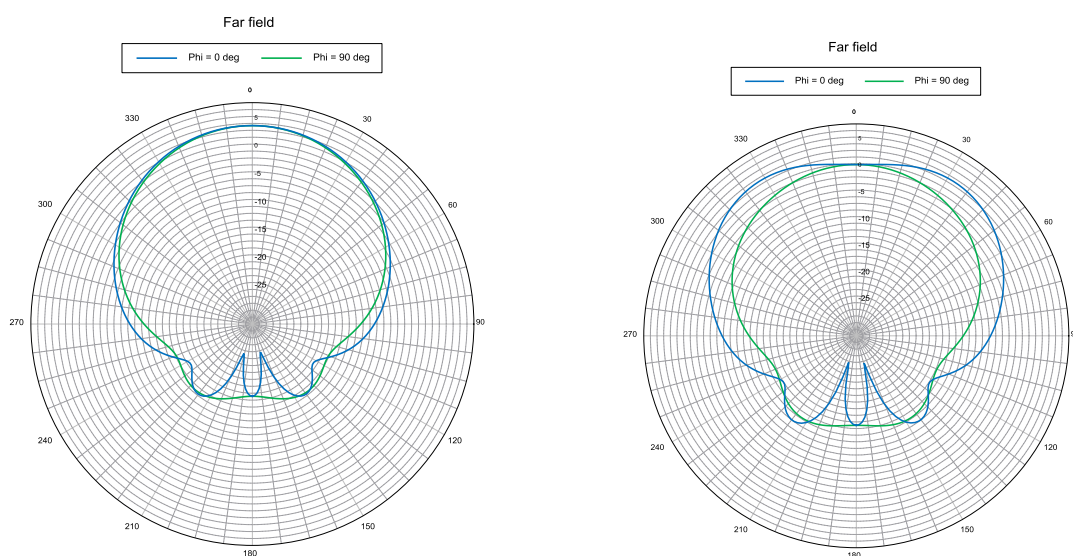


Figure n°31: Diagramme de rayonnement appliqué à la situation patch sans ferrite (image de droite) et patch avec ferrite (image de gauche).

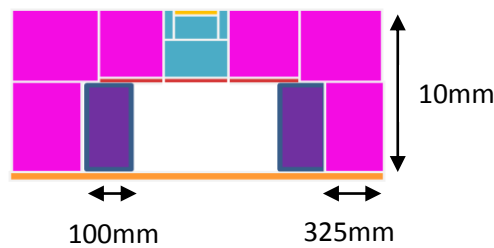
Nous obtenons des résultats tout à fait acceptables. Les performances de rayonnement pour une hauteur faible sont maintenues.

La valeur du gain et un rayonnement presque symétrique permettent d'affirmer que les murs magnétiques représentent bien une solution alternative à la couche magnétique. Cette solution permet notamment de diminuer le volume de ferrite nécessaire pour limiter l'interaction entre l'antenne et la paroi support.

3.3.1.8 Intégration complète de l'antenne patch à une hauteur $H = 1\text{cm}$

Nous envisageons ici que l'antenne située désormais à distance faible (10 mm) de la couche conductrice de la paroi porteuse sera en partie noyée dans l'âme de la paroi composite. Nous supposons que le matériau d'âme est diélectrique et possède une permittivité diélectrique de l'ordre de $\epsilon_r = 5,4$.

Le schéma ci-dessous représente la configuration qui a permis une première évaluation de la performance de l'antenne lorsqu'elle est ainsi entourée de matériau diélectrique.



Code de couleur utilisé : orange: parties conductrices, rouge bordeaux: parties conductrices, rose: paroi composite (diélectrique), blanc: mousse à faible permittivité diélectrique (proche de l'air), bleu : substrat diélectrique de l'antenne, violet : ferrites.

Les schémas de situation décrits ci-dessus et ci-après ne sont pas à l'échelle.

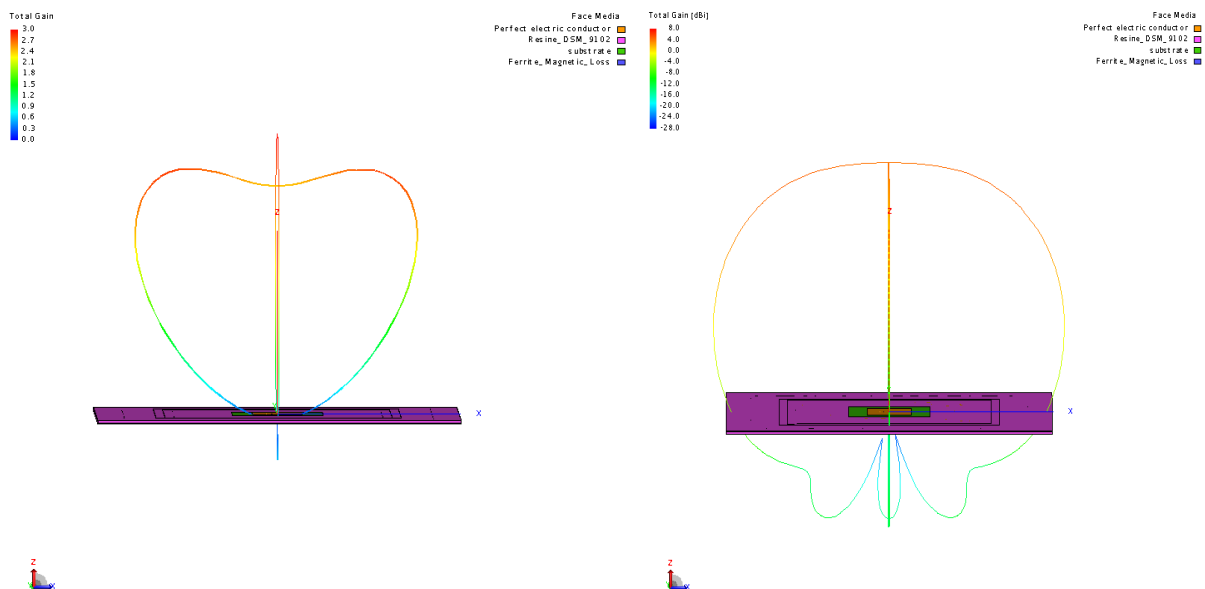
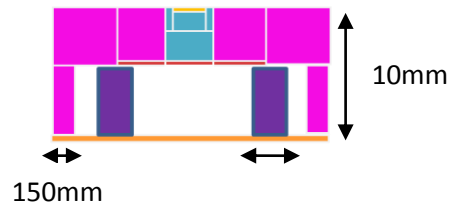


Figure n°32: Présentation du patch avec les surfaces latérales de part et d'autre des murs magnétiques (diagramme de rayonnement en linéaire et en dBi).

Nous supposons ici que l'altération provient du matériau situé en contact immédiat avec les murs magnétiques.

Dans ces conditions, nous procédons à l'évaluation suivante :



Nous envisageons en définitive de réaliser un radôme de protection au-dessus de l'élément rayonnant. Le radôme est constitué d'un diélectrique avec $\epsilon_r = 5,4$.

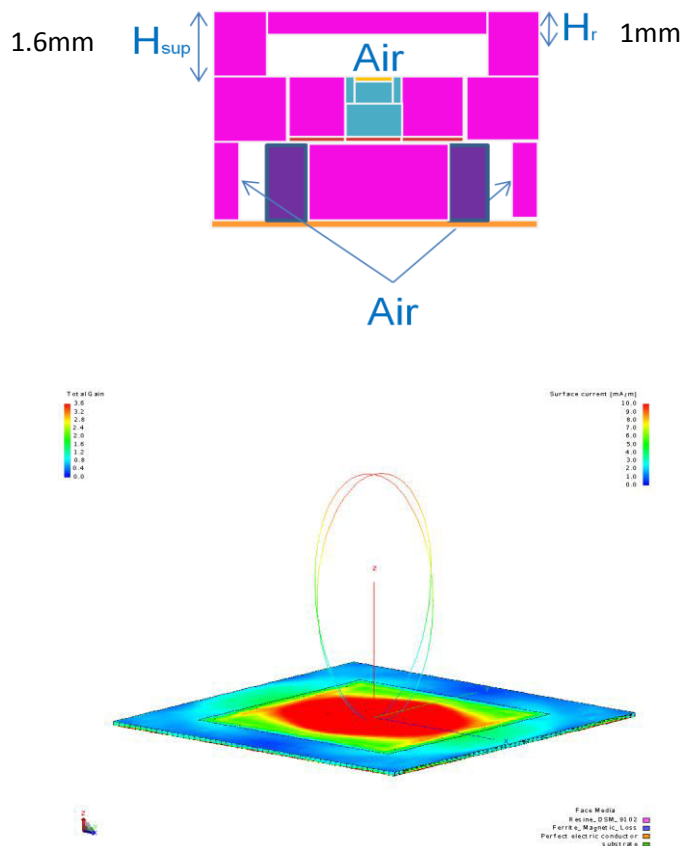


Figure n°33: Présentation du patch final

Nous observons que les diagrammes de rayonnement dans le plan E et dans le plan H sont quasi-symétriques. Leurs ouvertures seraient similaires au regard de celles obtenues avec l'antenne patch en espace libre.

Paramètres du Matériau :	Distance entre le plan réflecteur et le plan de masse structure	Situation de l'antenne	F_0 (MHz)	$S_{1,1}$ (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M : Phi = 0° & Phi = 90°	Ouverture à -3dB Coupe E.M : Phi = 0° & Phi = 90°
Cavité composée des 4 murs magnétiques en ferrite	10 mm	Situation initiale du patch en espace libre	495	-13	4.8	94°/96° Rayonnement presque symétrique
		Configuration finale de l'antenne patch intégrée avec la paroi et le radôme	495	-12.6	5.6	72°/82° Rayonnement presque symétrique

Figure n°34: Tableau récapitulatif entre la situation initiale du patch en espace libre et la configuration finale de l'antenne patch intégrée avec la paroi et le radôme.

3.3.1.9 Conclusion :

Le rapprochement de l'antenne du plan métallique de la structure porteuse peut s'obtenir à partir de l'ajout d'un matériau de type ferrite formant un mur d'enceinte à la périphérie du plan réflecteur de l'antenne. Cette topologie permet de fortement diminuer l'interaction entre l'antenne et son support. L'intégration dans un matériau diélectrique suppose naturellement quelques précautions supplémentaires (radôme).

Cependant, l'utilisation de la ferrite pose des problèmes de conception car les solutions chargés ferrites peuvent être coûteuses et ce sont par ailleurs des matériaux denses.

Les performances de rayonnement de l'antenne sont ainsi maintenues au prix de l'insertion d'une quantité minimale de ferrite placée astucieusement sur le contour du plan réflecteur de l'antenne.

Des solutions alternatives doivent être recherchées notamment dans les gammes UHF pour lesquelles les ferrites perdent en grande partie leurs propriétés magnétiques. La solution d'un absorbant à pertes diélectriques demeure une option intéressante.

3.3.2 Absorbants. Principe et optimisation

3.3.2.1 Approche expérimentale

Pour des raisons pratiques, nous avons mené une campagne expérimentale à l'aide d'une antenne patch afin d'étudier l'apport d'un absorbant électromagnétique à pertes diélectriques comme solution alternative d'intégration d'une antenne simple sur une paroi complexe. L'excitation de l'antenne n'est pas réalisée sur le mode principal mais sur un mode d'ordre supérieur. L'antenne est parfaitement adaptée sur ce mode à la fréquence de 3,5 GHz environ.

Pour limiter l'effet du plan carbone placé sous cette antenne, nous insérons un absorbant de type, absorbant radar (C-RAM 30 MT) de Cuming Microwave dont l'efficacité d'absorption est de l'ordre de 20 dB à la fréquence d'intérêt, pour une épaisseur d' 1 cm seulement.

Par conséquent l'antenne sera surélevée du plan de masse à une hauteur correspondante à cette épaisseur. Différentes dimensions d'absorbant sont envisagées en sachant que son efficacité d'absorption est en principe correcte à cette fréquence de 3,5 GHz

L'antenne est alimentée via un connecteur coaxial de type SMA situé sous le plan réflecteur de l'antenne. Le plan de masse carbone est percé d'un trou pour laisser le passage au câble d'alimentation. Le diamètre du trou circulaire pratiqué dans le plan est de 1cm.

Les caractéristiques techniques du patch et de l'absorbant sont les suivantes :

- Dimension de la structure carbone support : 450 mm x 450 mm,
- Taille du patch : 30 mm x 44 mm,
- Taille du plan de masse : 89 mm x 85 mm,
- Epaisseur du substrat diélectrique : 1.5 mm,
- Dimension des absorbants : 450 mm x 450 mm ou 300 mm x 200 mm ou 150 mm x 150 mm.

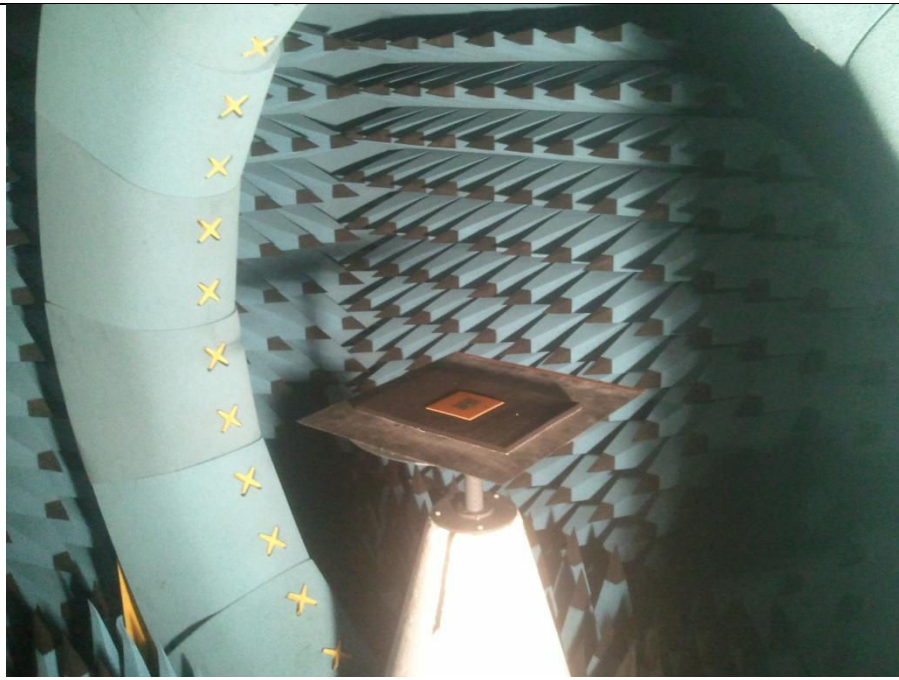
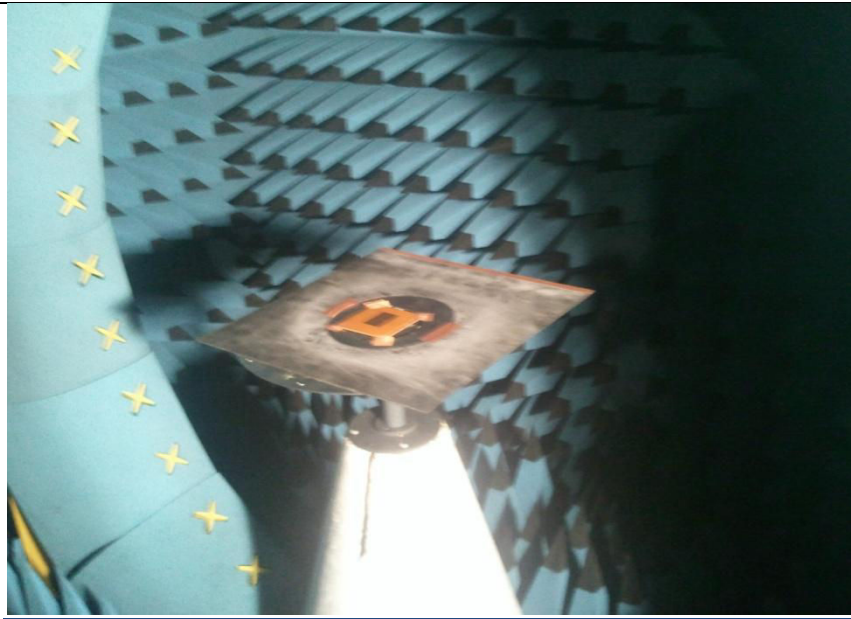




Figure n°35: Photos d'installation de l'antenne patch au-dessus d'un plan de masse en base champ proche avec insertion d'absorbants de dimensions variables.

Nous avons testé les possibilités offertes par les solutions d'intégration en vue d'évaluer leur pertinence pour la fréquence de 3 475 MHz.

Les mesures sont réalisées en base champ proche. Le diagramme de rayonnement est obtenu après transformation champ proche - champ lointain.

Nous effectuons des mesures en base champ proche selon quatre situations différentes.

Nous procédons tout d'abord à une mesure à vide, patch seul, c'est-à-dire sans le plan de masse en carbone. Ensuite, la solution d'intégration de type absorbant est évaluée selon les trois dimensions de l'absorbant.

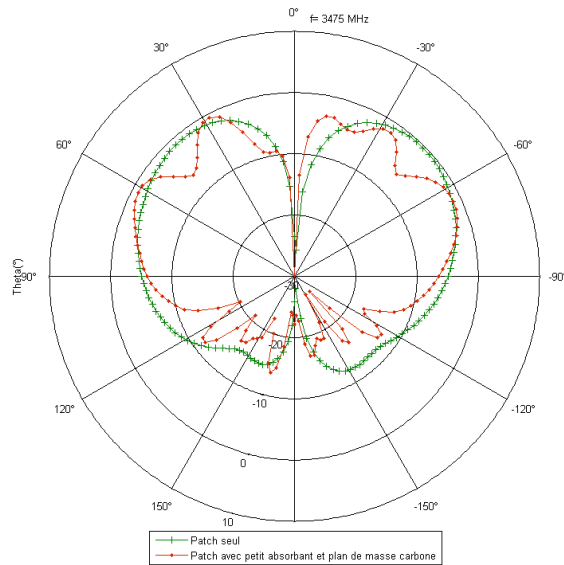


Figure n°36 : Diagramme de rayonnement de l'antenne Patch dans le plan $\varphi=90^\circ$ lorsque l'antenne est mesurée en espace libre (courbe verte) et lorsque qu'elle est située au-dessus d'un plan carbone 450 x 450 mm avec insertion d'un absorbant de type C-RAM-30 de dimension 150 x 150 mm (épaisseur 10 mm) est inséré (courbe rouge).

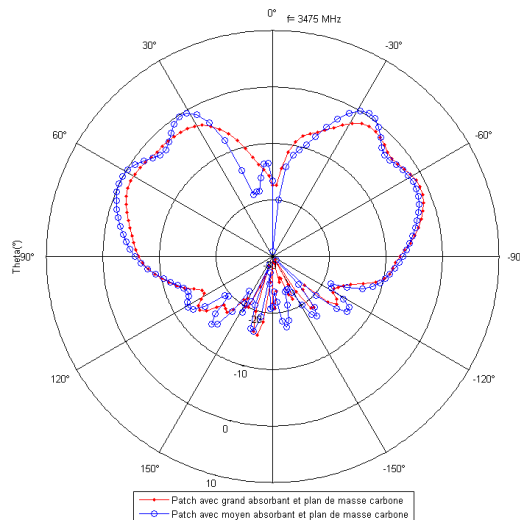


Figure n°37: Diagramme de rayonnement de l'antenne Patch dans le plan $\varphi=90^\circ$ au dessus d'un plan carbone de dimension 450 x 450 mm .Un absorbant de type C-RAM-30 de dimension 300 x 200 mm (épaisseur 10 mm) est inséré (courbe bleue). Un absorbant de même type mais de dimension pratiquement égale à celle du plan carbone 450 x 450 mm est inséré (courbe rouge)

Le diagramme de rayonnement initial de cette antenne fait correspondre deux lobes de rayonnement. Il ne s'agit donc pas du comportement d'une antenne Patch classique. En particulier le rayonnement latéral de cette antenne ($\theta = +90^\circ$) est significatif.

Lorsque cette antenne patch est posée sur un absorbant de petite dimension (Figure n°36, courbe rouge), il apparaît clairement d'importantes oscillations du diagramme de rayonnement qui s'expliquent en partie par l'induction de courants sur la paroi carbone et de la participation au rayonnement de celle-ci notamment par les effets de bord.

Lorsque cet absorbant est de dimension moyenne (Figure n°37, courbe bleue) il apparaît que les oscillations du diagramme de rayonnement sont limitées. Un absorbant de grande dimension, occupant pratiquement toute la surface du plan carbone (Figure n°37, courbe rouge) permet de restituer en grande partie le diagramme de rayonnement initial au détriment d'un affaiblissement de l'efficacité. Il apparaît 2 à 3 dB de différence en terme de gain maximum.

Il faut trouver un compromis entre l'efficacité de l'absorbant à pertes diélectriques et son encombrement.

En principe, ce type d'absorbant est conçu pour être performant lorsqu'il est soumis à une source électromagnétique en champ lointain. Cependant, il se comporte néanmoins en champ proche comme un matériau dissipatif permettant de réduire l'interaction entre l'antenne et le plan carbone à condition toutefois de s'étendre bien au-delà des bords du plan réflecteur.

Ce type de solution reste envisageable si nous parvenons à doter la paroi composite de telles propriétés d'absorption. Le dimensionnement d'un absorbant reste spécifique de l'antenne étudiée et de ses propriétés intrinsèques dans la bande passante de l'antenne à intégrer. Ce dimensionnement devra être ajusté au moyen de la simulation numérique ou d'investigations expérimentales.

3.3.2.2 Simulation de l'effet de l'absorbant avec propriétés magnétiques

Nous pouvons aussi exploiter les propriétés des absorbants pour minimiser les effets indésirables du plan de masse structure sur les caractéristiques de rayonnement. Nous obtenons deux lobes secondaires latéraux sur le diagramme de rayonnement dans le cas du patch sans absorbant à proximité d'une paroi conductrice. Les absorbants à caractère magnétique se présentent dès lors comme une solution alternative pour réduire ces lobes.

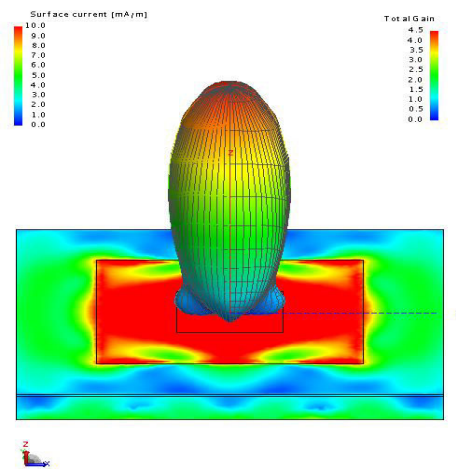


Figure n°38: Présentation du patch sans absorbant

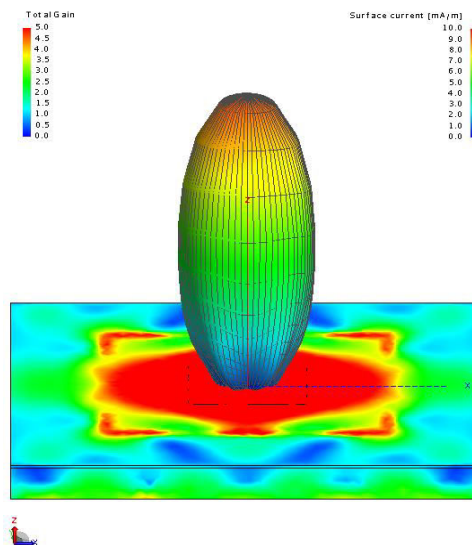
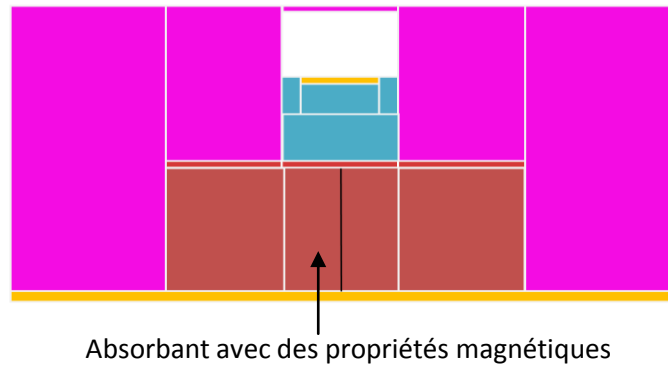


Figure n°39: Présentation du patch comportant un absorbant avec propriétés magnétiques

Le positionnement judicieux de la solution absorbant avec propriétés magnétiques (partie orange) est localisé entre le plan réflecteur antenne et le plan de masse de la structure paroi. Il est obtenu à partir de plans d'expérience. Ces solutions optimisées ouvrent sans doute des perspectives intéressantes pour l'intégration des antennes sur une paroi. Les propriétés magnétiques vérifient $\mu_r = 5,4$.



Code de couleur utilisé: orange: parties conductrices, rouge bordeaux: parties conductrices, rose: paroi composite (diélectrique $\epsilon_r = 5.4$), blanc: mousse à faible permittivité diélectrique (proche de l'air), bleu : substrat diélectrique de l'antenne.

La figure n'est pas à l'échelle.

L'utilisation de structures optimisées au placement « intelligent » permet de résorber les phénomènes de lobe secondaire. Le matériau absorbant contribue à améliorer la directivité de l'antenne et ainsi devenir une solution potentielle de découplage.

3.3.2.3 Conclusion

L'absorbant à pertes diélectriques se présente comme une solution d'intégration plus simple à mettre en œuvre que la ferrite en raison du fait notamment de sa légèreté.

Il permet effectivement de réduire l'interaction avec le plan support conducteur sur lequel l'antenne est fixée pour peu qu'il soit de dimension suffisante. En contrepartie, sa présence se traduit par une perte de rendement qui peut être significative.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes limités à l'exposé du principe d'utilisation d'un absorbant facilitant l'intégration. Il s'agit d'un procédé parfaitement connu sur lequel nous ne nous appesantissons pas. En revanche, nous traiterons de manière bien plus approfondie le rôle des absorbants électromagnétiques dans le contexte du découplage entre antennes cohabitantes sur une même paroi (voir chapitre quatre).

D'une manière générale, la mise au point de matériaux ayant les caractéristiques adaptées suivant les bandes de fréquence de fonctionnement des antennes est délicate. En régime VHF, il est par exemple difficile d'envisager des absorbants de faible épaisseur. Au contraire, en gamme de fréquence UHF, les matériaux de type ferrite tendent à perdre leurs propriétés magnétiques.

Nous étudions donc au paragraphe suivant une nouvelle alternative aux matériaux dissipatifs (ferrites ou absorbants), à savoir les surfaces à haute impédance.

3.3.3 Surfaces artificielles (SHI). Principe et optimisation

3.3.3.1 Objectif

L'utilisation de la ferrite et de l'absorbant à pertes diélectriques est jusqu'alors envisagée pour résorber la propagation des courants sur les bords du plan de masse de référence de l'antenne, qui se trouve à l'origine du rayonnement arrière de l'antenne. Ce rayonnement arrière est à l'origine des courants induits sur le plan de masse de la structure porteuse localisée en proximité immédiate et du re-rayonnement qui en résulte. Nous avons vu précédemment que des solutions de type ferrite ou absorbants permettent de rétablir les caractéristiques initiales de rayonnement par un mécanisme de dissipation d'énergie.

La mise au point de ces matériaux, suivant notamment la bande de fréquence concernée, peut poser de nombreux problèmes.

Nous nous focalisons sur une autre solution alternative dont la conception ne requiert pas la mise au point de matériaux particuliers : les surfaces à haute impédance.

3.3.3.2 Définition

Les surfaces à haute impédance (High-impedance surfaces ou HIS en anglais) sont des structures surfaciques à motifs périodiques formés de surface élémentaires conductrices et placées au dessus d'un plan de masse homogène surmonté d'un substrat diélectrique. Elles possèdent des propriétés très intéressantes d'un point de vue électromagnétique, car elles font apparaître le plan de référence, pour une onde incidente à la normale, comme un conducteur magnétique parfait. Autrement dit, l'onde réfléchie est déphasée de 180° , ce qui permet d'obtenir un retour en phase de celle-ci.

De plus, elles peuvent présenter simultanément ou non une propriété de bande interdite électromagnétique au sens où elles n'autorisent pas la propagation des ondes électromagnétiques le long de leur surface. Ces effets ne sont rencontrés que dans certaines bandes de fréquence. Le terme de haute impédance vient du fait que dans une bande relative étroite de fréquence, ces matériaux de type composite se comportent comme des surfaces homogènes qui possèderaient une très haute impédance, donc un matériau à impédance de

surface très élevée par opposition au plan de masse qui seul possède une impédance très faible.

Les surfaces à haute impédance ont été introduites par D. Sievenpiper et al. [SIE 99] dans le but de réaliser des antennes à très faible profil et de supprimer les ondes de surface d'antennes notamment (propriété de bande interdite électromagnétique) de type "patch", et ainsi augmenter leur rendement. En effet, la propagation des ondes de surface peuvent engendrer des pertes.

Par ailleurs, certains auteurs les comparent à une distribution d'éléments localisés à bases de circuits parallèles qui ressemblent à des "champignons" de part leur constitution de patches métalliques imprimés sur un substrat diélectrique [EVA 08],[YAN 03].

La solution qui attire notre attention est donc composée d'une structure périodique sous forme de patches.

La structure haute impédance peut être vue comme un assemblage d'éléments périodiques et présente une impédance très importante dans une bande de fréquence prédéterminée.

En outre, les SHI peuvent être assimilées à la catégorie des métamatériaux.

3.3.3.3 Intérêt d'une SHI dans le contexte d'intégration d'une antenne en paroi

Une surface conductrice se présente comme une surface dont l'impédance demeure très faible. Dans ce cas, le champ électrique tangentiel à cette surface est nul ainsi que la composante magnétique normale à cette surface.

D'après la théorie des images, le rayonnement d'une antenne au dessus d'une telle surface est équivalent à celui produit par cette antenne et l'antenne image.

Les distributions du courant parallèles au plan sont en opposition de phase entre la source primaire et la source image. Il en résulte une interférence destructive de rayonnement, donc une altération du fonctionnement de l'antenne si celle-ci demeure très proche du plan.

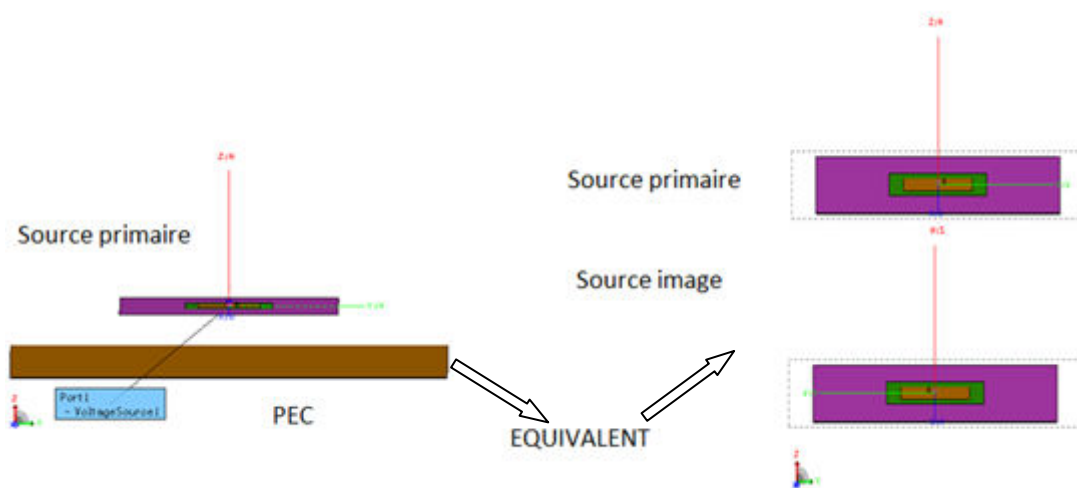


Figure n°40: Théorie des images appliquée aux antennes patches

Les distributions des courants sont inversées et de ce fait le fonctionnement de l'antenne est altéré. L'élément rayonnant perd ses caractéristiques de rayonnement dans la direction du lobe principal.

Dans le contexte d'une antenne patch, cet effet est toutefois heureusement très restreint du fait de la présence du plan réflecteur de l'antenne. Le rayonnement global obtenu (pour un plan de masse structure de dimension infinie) serait celui d'une antenne rayonnant évidemment uniquement dans le demi-plan supérieur dont la contribution proviendrait de l'antenne initiale et de son double renversé et situé à double distance du plan de masse (Figure n°40). Ainsi le

plan de masse infini introduit une perturbation liée aux effets de bord du plan réflecteur. Dans le cadre d'un plan de masse fini, s'ajoutent les perturbations dues aux effets de bord du plan de masse lui-même, dont la théorie des images ne peut rendre compte.

L'interposition d'une surface SHI modifie la distribution de courant induite sur le plan de masse, ce qui se traduit par l'inversion des courants images horizontaux sur l'antenne image. Ainsi l'effet de bord du réflecteur devrait être alors du même ordre qu'en l'absence du plan de masse arrière.

Il faut noter que ce raisonnement repose sur la définition de type champ lointain de l'impédance de surface bien que l'antenne source du rayonnement soit très proche de la surface présentée par le plan conducteur. Cependant, cet effet a été illustré expérimentalement à de nombreuses reprises.

La question est ensuite de savoir si une surface SHI se comporte ou non comme un matériau à bande interdite empêchant la propagation d'onde de surface, ce qui pourrait aussi expliquer la performance de ce type de surface.

Au-delà de cette discussion théorique, nous exposons ci-dessous une méthode de mise au point de ce type de structure dans le contexte de l'antenne patch étudiée jusqu'à présent.

Une surface haute impédance étudiée peut se présenter sous la forme d'un damier (Figure n°41) :

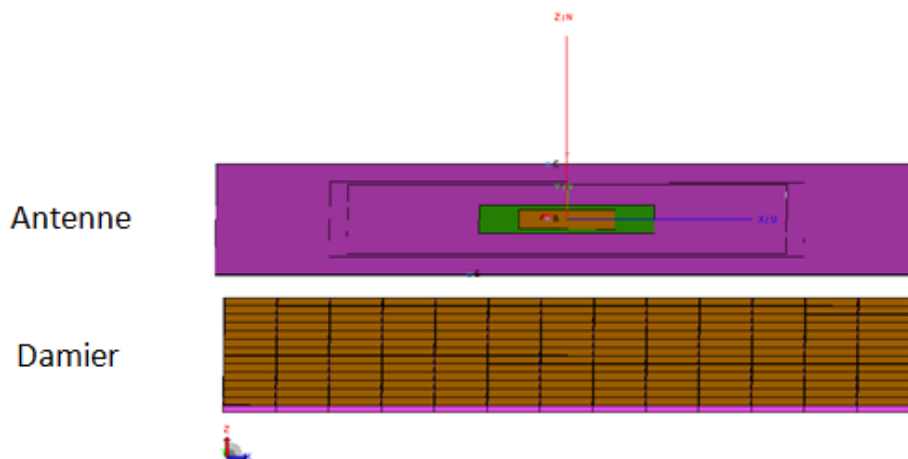


Figure n°41: Présentation des patches sous la forme de damier

L'effet haute impédance à la fréquence souhaitée est obtenu en ajustant les paramètres géométriques d'une cellule élémentaire dont les variables sont la hauteur du substrat

diélectrique, sa permittivité, et la dimension du patch dans la cellule. Une telle surface haute impédance doit donc être associée avec une antenne sur laquelle la distribution du courant est située dans un plan parallèle à la surface artificielle, elle-même parallèle à la paroi arrière conductrice.

Ainsi, la source image de la source primaire de l'antenne conserve la même orientation des courants et l'interférence devient constructive, améliorant potentiellement le fonctionnement de l'antenne, de la même manière que si l'antenne était placée à un quart de longueur d'onde au dessus du plan métallique.

Cela permet donc de réduire la distance entre l'antenne et le plan de masse de la paroi support. De plus, l'antenne préserve ses performances radioélectriques sur une bande étroite seulement.

3.3.3.4 Calcul d'une surface impédance associée à une antenne patch accordée à 500MHz

Le dispositif (Figure n°42) que nous utilisons à des fins d'intégration d'antenne est structuré sous forme de patches élémentaires conducteurs placés à la surface d'un substrat d'épaisseur d . La période du motif est notée D tandis que l'espace entre motif est noté W . La permittivité diélectrique relative du substrat est représentée par ϵ_r .

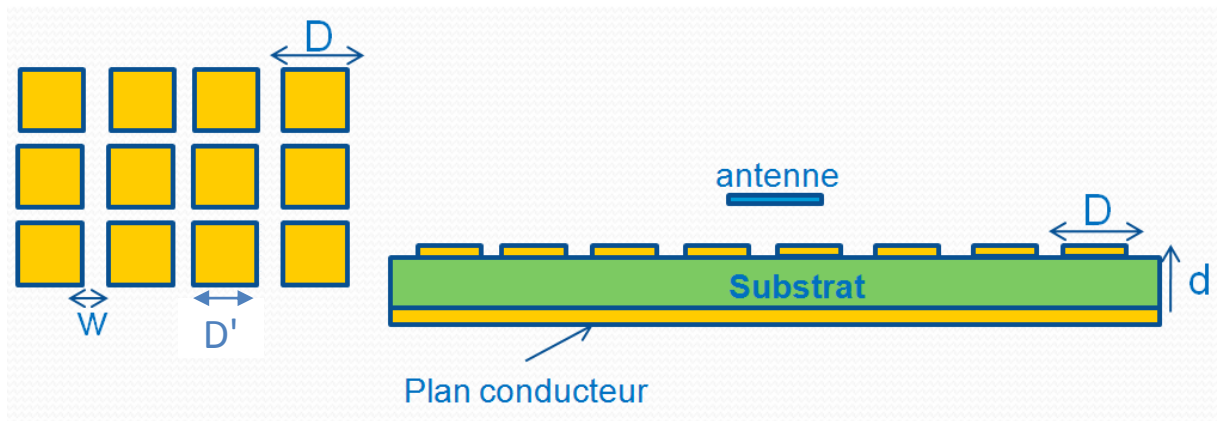


Figure n°42: Schéma de principe d'une surface haute impédance à motif périodique (patches)

Nous nous sommes appuyés sur la référence [LUK 08] afin de dimensionner la surface haute impédance.

Pour une onde électromagnétique en mode TE par rapport au plan d'incidence et d'angle d'incidence θ , l'impédance d'entrée présentée par la surface artificielle est donnée par :

$$Z_{inp}^{TE} = \frac{j\omega\mu \frac{\tan(\beta d)}{d}}{1 - 2k_{eff} \alpha \frac{\tan(\beta d)}{\beta} \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r + 1} \sin^2 \theta\right)} \quad [20]$$

Pour une onde électromagnétique en mode TM par rapport au plan d'incidence et d'angle d'incidence θ , l'impédance d'entrée présentée par la surface artificielle est donnée par :

$$Z_{inp}^{TM} = \frac{j\omega\mu \frac{\tan(\beta d)}{d} \cos^2 \theta}{1 - 2k_{eff} \alpha \frac{\tan(\beta d)}{\beta} \cos^2(\theta)} \quad [21]$$

Dans ces expressions, nous avons les relations suivantes :

$$k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \approx k_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}$$

et

$$\alpha = \frac{k_{eff} D}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin\left(\frac{\pi W}{2D}\right)}\right)$$

avec k_{eff} qui est le nombre d'onde du vecteur champ incident dans le milieu effectif alors que k_0 est le nombre d'onde dans le vide.

β est la constante de propagation de la composante orthogonale du champ à la surface.

ϵ_{eff} désigne la permittivité effective du milieu équivalent uniforme.

Nous calculons D et W sur la base d'une incidence normale ($\theta=0$).

Nous recherchons alors à vérifier la relation suivante :

$$1 - 2k_{eff} \alpha \frac{\tan(\beta d)}{\beta} = 0 \quad [22]$$

Comme d est une distance électrique faible, nous appliquons l'approximation suivante :

$$1 - 2k_{eff} \alpha d = 0 \quad [23]$$

Donc :

$$k_0^2 (\epsilon_r + 1) \frac{D}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin\left(\frac{\pi W}{2D}\right)}\right) d = 1 \quad [24]$$

Nous admettons une autre approximation, qui revient à considérer que la surface occupée par le patch métallique ou conducteur est bien plus grande que le vide : $W \ll D$

$$k_0^2 (\varepsilon_r + 1) \frac{D}{\pi} \ln\left(\frac{2D}{\pi W}\right) d = 1 \quad [25]$$

Si nous fixons arbitrairement : $D = pW$ avec $p \gg 1$

Nous obtenons la relation finale suivante :

$$D = \frac{\pi}{d} \left(\frac{1}{\ln\left(\frac{2p}{\pi}\right) k_0^2 (\varepsilon_r + 1)} \right) \quad [26]$$

Le pré-dimensionnement de la structure haute impédance peut-être réalisé analytiquement à partir de l'expression approchée [26].

Nous rappelons que dans l'expression [26], k_0 est le nombre d'onde dans le vide, ε_r la permittivité diélectrique relative du substrat et p le rapport des dimensions $p = D/W$. Les choix de la fréquence d'accord a priori, de la permittivité relative et de la hauteur du substrat permettent de sélectionner une valeur de D pour différentes valeurs du paramètre p . Une valeur irréaliste de D peut contraindre à augmenter l'épaisseur du substrat ou à sélectionner un substrat de plus forte permittivité.

L'ajustement définitif des valeurs de D et W peut ensuite être effectué au moyen de la simulation du coefficient de réflexion d'une onde plane sur une surface infinie, elle-même simulée au moyen des conditions aux limites périodiques de type Bloch-Floquet appliquées à une cellule unique.

3.3.3.5 La cellule unité

Nous avons illuminé la cellule unité par une onde plane afin d'extraire les paramètres de phase et de réflexion dans une bande fréquentielle étroite.

L'extraction de ce résultat est réalisable si les conditions de Bloch-Floquet sont vérifiées aux limites. Les simulations ci-dessous concernent donc une surface SHI infinie sur un plan de masse parfaitement conducteur infini.

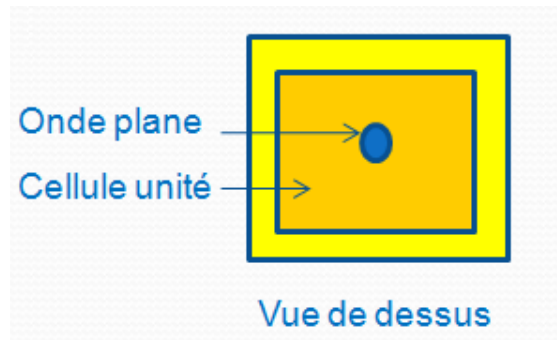


Figure n°43: Représentation de la cellule unitaire selon la vue de dessus

La surface haute impédance a été réalisée avec le motif calculé et validé pour un réseau infini de patches.

Le tableau ci-dessous donne les dimensions de la SHI finalisée.

k0	1,10E+01		Frequence	5,25E+08	Lambda	5,71E-01	
d	1,00E-02	m					
Er	10						
p (=D/w)	6,547	20	30	40	50	60	70
D en mètre (période du motif)	0,165	0,093	0,080	0,073	0,068	0,065	0,062
D en cm	16,549	9,285	8,009	7,297	6,826	6,485	6,221
w	0,025	0,005	0,003	0,002	0,001	0,001	0,001
w (mm)	25,276	4,642	2,670	1,824	1,365	1,081	0,889
D'=D-w (longueur du côté d'un patch)	0,140	0,088	0,077	0,071	0,067	0,064	0,061
Condition à remplir :							
D <=(Lambda/10) ?	2,90E-01	1,62E-01	1,40E-01	1,28E-01	1,19E-01	1,13E-01	1,09E-01

Figure n°44: Validation de la cellule unitaire pour un réseau infini de patches.

Nous avons ajusté la fréquence à 525 MHz dans le tableau de la figure n°44 afin d'obtenir des caractéristiques propres de la cellule unitaire à 500 MHz sous Feko.

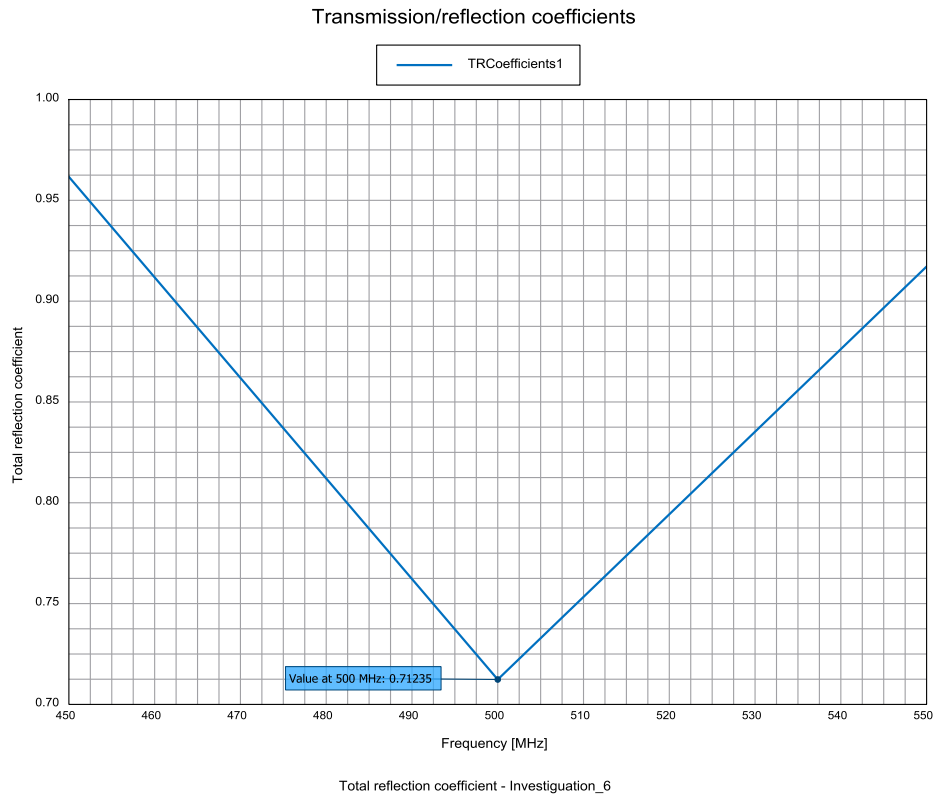
Les dimensions de la SHI sont évidemment limitées à la dimension du plan de référence arrière.

D'après les calculs, D vaut 6,82 cm alors que D', longueur du côté d'un patch, mesure 6,70 cm si on nous choisissons $p = 50$.

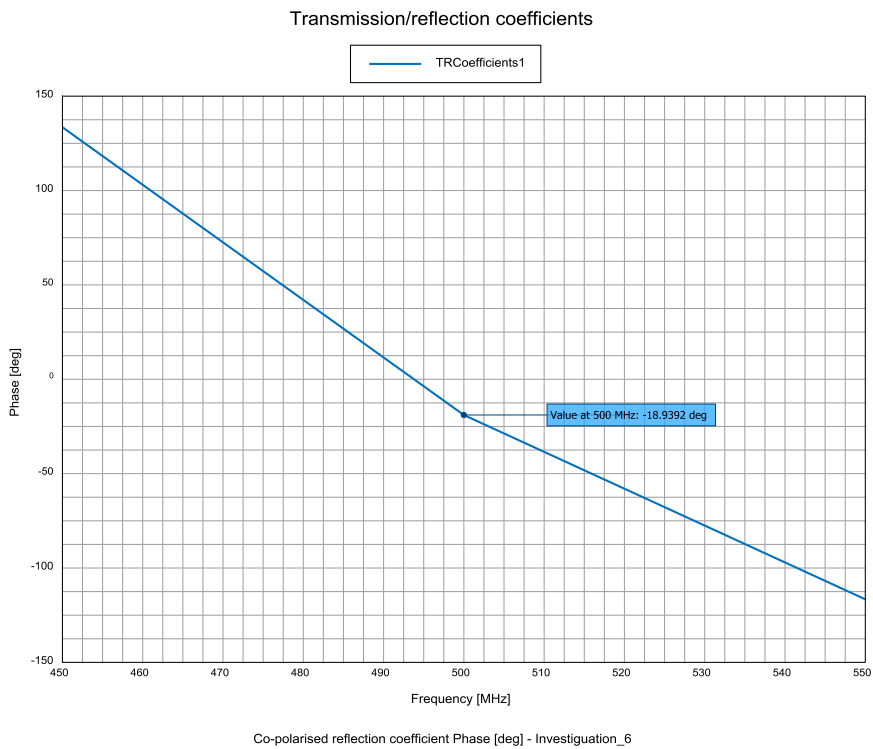
Nous pouvons constater que les valeurs de D et D' sont très proches l'une de l'autre.

Nous pouvons nous appuyer sur ce tableau afin d'extraire les caractéristiques propres à la cellule unitaire.

Les simulations sous le logiciel FEKO donnent les résultats suivants :



Le coefficient de réflexion est de 0,72 et est localisé à une fréquence centrale de 500 MHz.



La phase du coefficient de réflexion est de $-18,8^\circ$ à la fréquence d'accord du patch de 500 MHz, ce qui est tout à fait acceptable.

Cela implique que les interférences deviennent constructives.

Cette condition donne au damier son caractère de conducteur magnétique artificiel à 500MHz.

3.3.3.6 Présentation des caractéristiques de rayonnement avec la SHI

Le tableau de la figure n°45 présente les principales caractéristiques de rayonnement pour une antenne dont la structure SHI possède des vias ou sans vias.

Paramètres du Matériau :	Hauteur entre les structures de masse	S _{1,1} (dB)	F ₀ (MHz)	Gain (dBi)	Ouverture à -3dB	
				Phi = 0° & Phi = 90°	Phi = 0°	Phi = 90°
Interposition couche SHI	Configuration initiale en espace libre	-13	495	4.8	94°/96°	
	5 mm sans vias	-13	495	4.9	84°/94° Rayonnement symétrique	
	5 mm avec vias	-13.5	495	5	83°/93° Rayonnement symétrique	

Figure n°45: Synthèse des performances de la surface haute impédance avec ou sans via appliquée à l'intégration d'une antenne

Nous disposons d'une antenne patch dont les dimensions sont :

- $k_{\text{patch}} = 2,6$,
- $k_{\text{structure}} = 1,25 k_{\text{patch}}$.

L'antenne est placée à 5 mm de hauteur par rapport au damier (réseau de patches).

Les différentes configurations simulées ont un comportement radioélectrique similaire indépendamment de la liaison vias.

Ce tableau montre que le diagramme de rayonnement conserve approximativement son ouverture initiale. Les performances de rayonnement sont par ailleurs tout à fait maintenues comme le montre la figure n°45.

Cette structure conserve cependant cette propriété uniquement dans une étroite bande de fréquence.

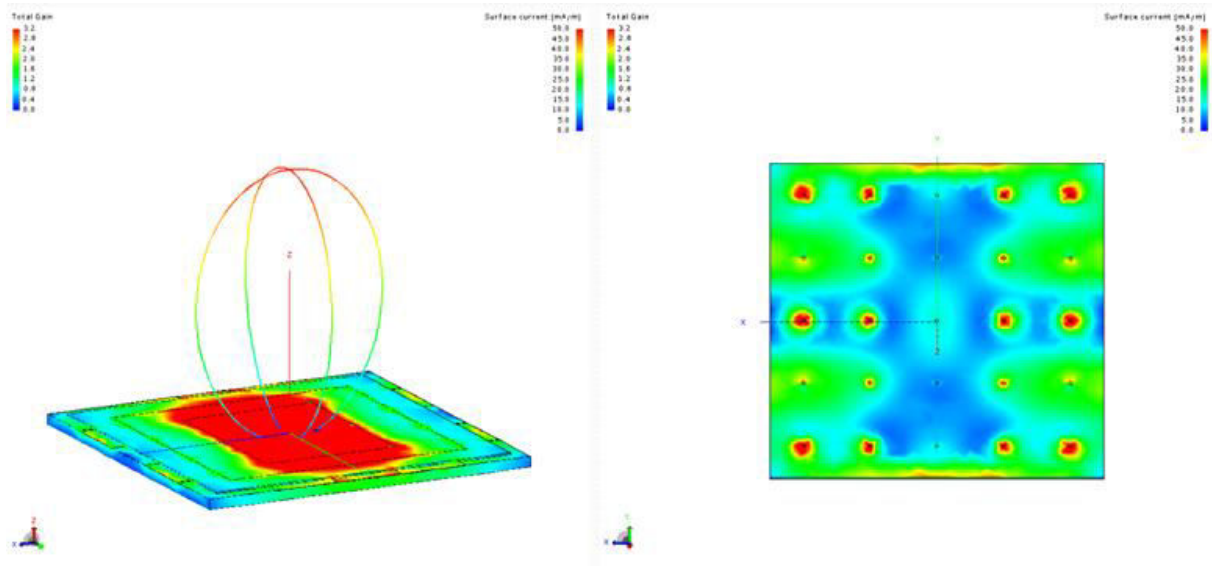


Figure n°46: Diagramme de rayonnement d’une antenne patch installée sur une paroi conductrice avec insertion d’une surface haute impédance avec vias. Une cartographie des densités de courant sur la paroi est aussi présentée.

Cette figure met en évidence, d’une part, le diagramme de rayonnement dans les plans E et H et, d’autre part, les courants de surface lorsque la surface SHI est interposée (ici avec des vias).

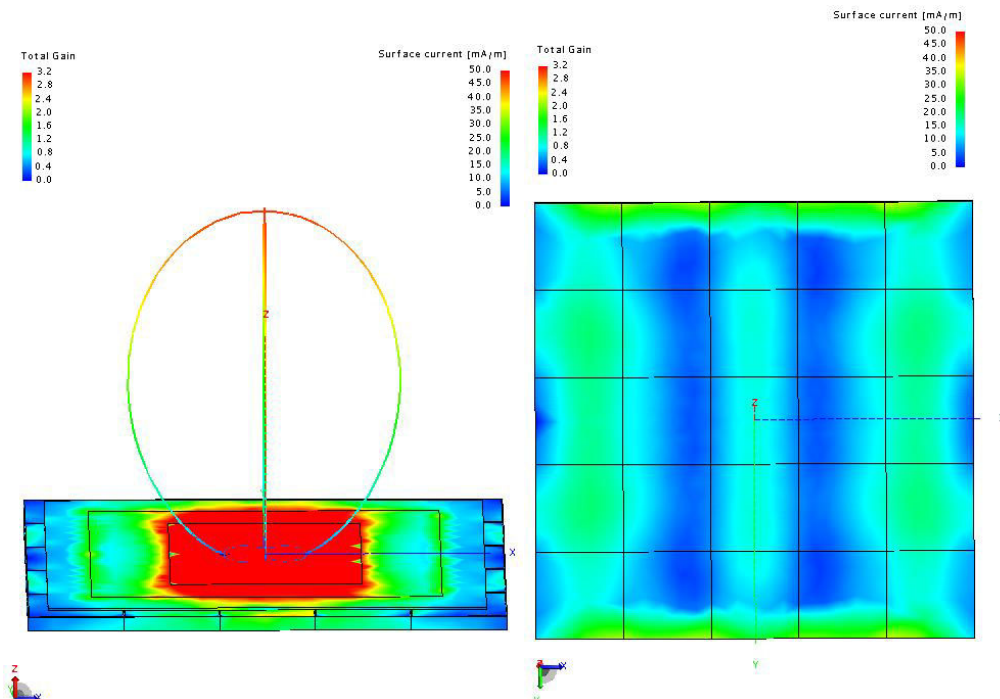


Figure n°47: Diagramme de rayonnement d’une antenne patch installée sur une paroi conductrice avec insertion d’une surface haute impédance sans vias. Une cartographie des densités de courant sur la paroi est aussi représentée.

Avec ou sans vias, les courants de surface ne semblent pas être atténués.

Nous remarquons des points chauds sur le plan de masse arrière, au niveau des vias.

D'après le tableau de la figure n°45, nous observons que les SHI permettent d'optimiser certaines caractéristiques antennaires telles que le gain ou la directivité.

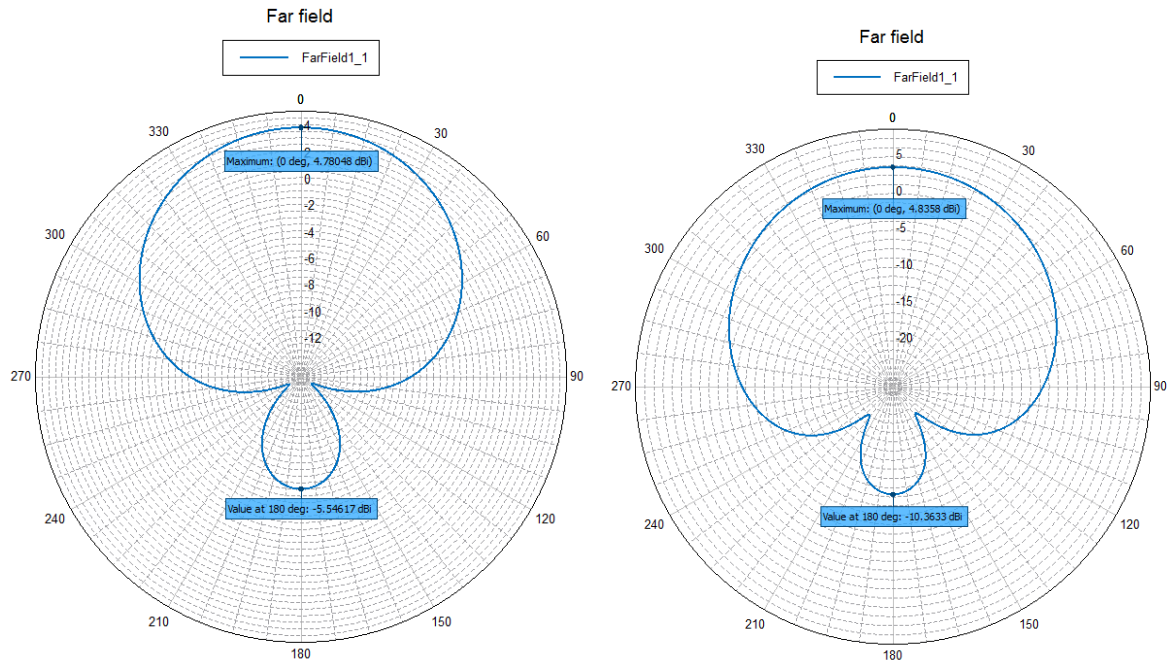


Figure n°46: Diagramme de rayonnement appliqué à la situation patch sans SHI (image de droite) et patch avec SHI (image de gauche).

Nous obtenons -5,5 dBi comme rayonnement arrière pour le patch initial en espace libre alors que pour la configuration du patch avec SHI, nous avons -10,5 dBi.

Ces structures en relief peuvent être utilisées comme plan de masse structure afin de limiter le rayonnement arrière.

3.3.3.7 Conclusion

Ce choix technologique s'avère simple à concevoir car les patches sont disposés sur le même substrat et un même plan de masse.

Force est de constater que les structures hautes impédance ont tendance à augmenter le gain.

Au sein d'une certaine bande relativement étroite de fréquence, les SHI permettent donc de rapprocher l'antenne de la paroi support conductrice d'électricité au même titre qu'un matériau dissipatif, tout en conservant l'allure du diagramme de rayonnement de l'antenne en

espace libre. En outre, elles peuvent également contribuer à augmenter le gain initial de l'antenne.

Les SHI présentent donc des propriétés intéressantes en termes de performance de rayonnement ou de réduction de l'encombrement volumique de l'antenne.

Toutefois, un inconvénient de cette structure est que son impédance de surface dépend de l'angle d'incidence. En conclusion, les structures hautes impédances se présentent donc comme une bonne alternative à la ferrite ou aux absorbants.

3.4 Conclusions sur les solutions d'intégration

L'utilisation de la ferrite est jusqu'alors envisagée pour absorber les courants qui se propagent sur les bords du plan de masse de référence de l'antenne, à l'origine du rayonnement arrière de l'antenne.

Le rayonnement arrière engendre des courants induits sur le plan de masse de la paroi porteuse situé à proximité immédiate.

L'interposition de ferrites diminue donc fortement cette contribution et permet ainsi de préserver les performances de rayonnement de l'antenne tout en assurant probablement une augmentation du découplage vis-à-vis d'antennes localisées sur la même paroi.

La ferrite est probablement cantonnée à fonctionner dans les bandes de fréquence VHF.

Or, l'usage de ferrites ou la réalisation de matériaux chargés s'avère délicate.

L'absorption électromagnétique au moyen d'absorbants à pertes diélectriques constitue une alternative en UHF. Il est cependant difficile d'énoncer une règle de dimensionnement compte tenu de son utilisation en champ très proche de l'antenne. L'ajustement doit donc être réalisé par voie numérique et/ou expérimentale.

L'interposition d'un absorbant électromagnétique dans un système antenne permet d'éliminer les ondulations liées au diagramme de rayonnement ou bien de garantir des performances radioélectriques tout à fait acceptable.

Les surfaces hautes impédances se présentent comme un candidat potentiel pour améliorer les performances radioélectriques ou pour réduire les dimensions de l'antenne. Leur utilité reste cantonnée à certaines bandes de fréquence, donc il s'agit d'une solution plutôt bande étroite.

Il existe cependant des techniques qui permettent d'élargir sa bande passante.

Les solutions d'intégration sont données ci-dessous :

<i>Type de solution d'intégration</i>	<i>Préconisation</i>	<i>Performance</i>	<i>Bande étroite (BE)/ Bande Large</i>	<i>Atouts</i>	<i>Inconvénients</i>
<i>Ferrite</i>	<i>A proximité des densités de courant élevées (limitation matière)</i>	<i>OK</i>	<i>Potentiellement BL</i>	<i>Adaptés en gamme VHF beaucoup moins en UHF</i>	<i>Poids</i>
<i>Absorbants</i>	<i>Insertion directe entre l'antenne et la paroi</i>	<i>OK</i>	<i>Bande Large</i>	<i>Adaptés en gamme haute UHF</i>	<i>Matériau d'épaisseur trop élevé en gamme basse UHF et VHF.</i>
<i>S.H.I.</i>	<i>Utilisable sans via.</i>	<i>OK y compris renforcement éventuel de la directivité de rayonnement</i>	<i>Bande étroite, sauf étude spécifique à mener (SHI à pertes)</i>	<i>Accordable à une fréquence VHF/UHF Pré-ajustement analytique des dimensions</i>	<i>Forte permittivité diélectrique pour limiter l'encombrement.</i>

Figure n°47: Tableau récapitulatif présentant les caractéristiques en fonction du type de solution d'intégration.

3.5 Les références de la partie 3

[EVA 08]:Eva Rajo-Iglesias, Oscar Quevedo-Teruel, Luis Inclan Sanchez, « Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays by Using a Planar Structure and a Multilayer Dielectric Substrate » , IEEE transactions on antennas and propagation ,vol 56, NO.6, JUNE 2008.

[GRA 2010] : François Grange, « Matériaux composites pour antenne miniature intégrée »,Thèse préparée en 2010 à l'Ecole doctorale Matisse.

[LUK 08] : Olli Luukonen et al «Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High Impedance Surfaces Comprising Metal Strips Patches» ,IEEE transactions on antennas and propagation vol.56 n°6 , June 2008,pp 1624-1632.

[SIE 99] : D. Sievenpiper et al., "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band", IEEE trans. on MTT, vol. 47 n°11, Novembre 1999.

[YAN 03] : Fan Yang et Yahya Rahmat-Samii, « Microstrip Antennas Integrated with Electromagnetic Band Gap (EGB) Structure : A low Mutual Coupling Design for array applications » , IEEE transactions on antennas and propagation ,vol 51, NO.10, October 2003.

4 SOLUTIONS DE DECOUPLAGE

4.1 Couplage électromagnétique entre deux antennes en espace libre

Nous supposons deux antennes placées à proximité l'une de l'autre. Chacune de ces antennes possède ses propres caractéristiques. La dimension maximale des antennes est notée D . Le couplage entre ces antennes est étudié en régime harmonique à la fréquence d'intérêt F_0 .

Elles sont toutes deux situées en espace libre. Nous admettons donc, dans un premier temps, que l'environnement autour des antennes n'a aucune influence sur leur comportement.

L'interaction en espace libre entre ces deux antennes dépend naturellement du rayonnement d'une antenne en direction de l'autre. Nous pouvons distinguer trois situations.

4.1.1 Couplage en champ proche réactif

La première situation correspond à la présence d'une antenne dans le champ réactif de l'autre donc à très grande proximité (typiquement moins d'une longueur d'onde). Nous excluons d'emblée cette première situation au sens où elle conduit quasi-inévitablement à une altération du fonctionnement propre de chacune des antennes.

En conséquence, nous n'envisagerons très difficilement que la distance entre deux antennes soit inférieure à la longueur d'onde, sauf dans la situation où les deux antennes sont conçues simultanément à l'instar de deux antennes situées sur deux faces opposées d'une paroi de référence.

4.1.2 Couplage en champ proche rayonné

La seconde situation correspond à la configuration où les deux antennes sont en zone de champ proche rayonné l'une de l'autre. Le champ ne possède pas encore la structure du champ lointain mais s'en approche au fur et à mesure de l'augmentation de la distance.

Il est tout à fait envisageable de placer deux antennes à une telle distance entre elles, dans la mesure où les lignes de champ réactif propres à chaque antenne ne seront pas significativement modifiées. Autrement dit, les distributions de charges et de courants donnant naissance au rayonnement électromagnétique seront conservées.

En revanche, la relative proximité des deux antennes peut entraîner des niveaux de couplage relativement substantiels. La réduction des niveaux de couplage peut nécessiter le recours à des dispositifs particuliers qui, à leur tour, peuvent affecter le comportement intrinsèque des antennes.

La zone de champ proche rayonné est approximativement comprise entre les distances de D^2/λ , et $2D^2/\lambda$.

Bien que nous ne puissions pas formellement utiliser le formalisme de champ lointain pour la zone de champ proche rayonné, nous commettrons tout de même cette approximation pour évaluer l'ordre de grandeur des couplages et les effets potentiels de dispositifs de découplage.

4.1.3 Couplage en champ lointain

La dernière situation correspond à une situation de propagation en champ lointain. La distance entre antennes est donc supposée supérieure à $2D^2/\lambda$.

La formulation de Friis s'applique pour la caractérisation du bilan des puissances en espace libre entre deux antennes, l'une à l'émission, l'autre à la réception. Cette application n'est valide que dans le cadre d'une approximation champ lointain du rayonnement. Soient deux antennes. A chacune de ces antennes, nous attachons un repère local $(O, r_e, \theta_e, \varphi_e)$ pour l'antenne d'émission, et $(O, r_r, \theta_r, \varphi_r)$ pour l'antenne de réception.

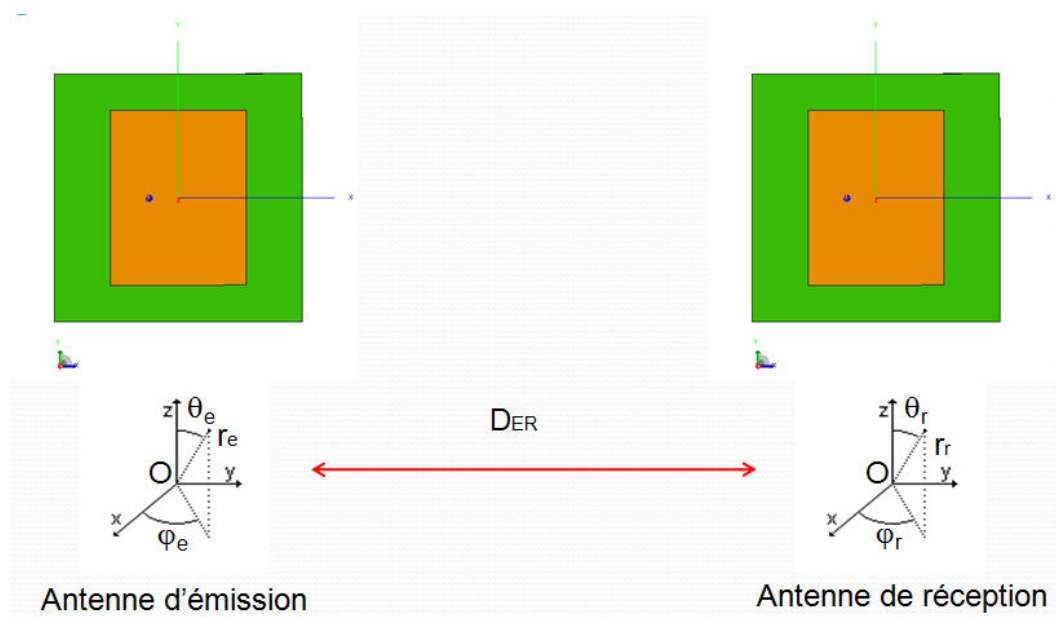


Figure n°48: Repère local pour une antenne en émission et une antenne en réception

L'équation de Friis, mettant en relation deux antennes en espace libre, s'exprime par la relation suivante :

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t(\varphi_1, \theta_1) \cdot G_r(\varphi_2, \theta_2) \cdot \left(\frac{\lambda_0}{4\pi D_{ER}}\right)^2 \quad [27]$$

Où,

P_t désigne la puissance délivrée à l'**antenne d'émission** alors que P_r représente la puissance collectée sur l'**antenne de réception**.

$G_t(\varphi_1, \theta_1)$ représente le gain (linéaire) de l'antenne d'émission dans la direction de l'antenne de réception tandis que $G_r(\varphi_2, \theta_2)$ dans la direction (évidemment identique mais repérée par les angles φ_2 et θ_2 dans le repère local de l'antenne de réception) de l'antenne d'émission est le gain (linéaire) de réception. Nous admettons que (φ_1, θ_1) et (φ_2, θ_2) sont des couples de valeurs qui définissent les directions réciproques des deux antennes.

D_{ER} est la distance en mètre (m) séparant les deux antennes.

4.1.4 Prise en compte des désadaptations d'antennes

Le bilan de puissance entre deux antennes peut être affecté par les pertes par désadaptation. L'équation se complète donc par l'expression suivante :

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t(\varphi_1, \theta_1) \cdot G_r(\varphi_2, \theta_2) (1 - |S_{11}|^2) (1 - |S_{22}|^2) \left(\frac{\lambda_0}{4\pi D_{ER}}\right)^2 \quad [28]$$

Avec,

$S_{1,1}$: Coefficient de désadaptation pour l'antenne d'émission, $S_{2,2}$: Coefficient de désadaptation de l'antenne de réception.

Nous rappelons ici que le gain d'une antenne est ici défini pour une antenne adaptée. Le gain est le produit de la directivité et du rendement de l'antenne. Ce rendement n'est en général pas optimal du fait des pertes ohmiques dans les parties conductrices et des pertes diélectriques dans les substrats.

A partir de l'antenne patch accordée à une fréquence proche de 500 MHz présentée au chapitre trois, nous évaluons la validité de la formule de Friis à différentes distances l'une de l'autre, selon la procédure suivante.

Une première simulation Feko menée sur une antenne seule permet de déterminer le diagramme de rayonnement d'une seule antenne Patch isolée et dont nous déterminons le gain dans les directions d'intérêt.

Dans un repère $(0,x,y,z)$ les deux antennes sont installées dans le plan (x,y) . La position de l'antenne de réception se déduit de celle de l'antenne d'émission par translation de l'antenne d'émission selon l'axe des x .

Par conséquent, en reprenant l'équation (28), nous relevons à partir de cette première simulation Feko :

$$- G_t(\varphi_1, \theta_1) = G(0, 0)$$

$$- G_r(\varphi_2, \theta_2) = G(-180, 0)$$

Dans ces directions spécifiques, la polarisation du rayonnement est suivant l'angle φ° . Autrement dit, le gain s'exprime par :

$$G = G_\varphi \varphi$$

Les données de gain ainsi simulées et la distance entre antenne permettent de calculer le rapport P_r/P_t par la formule n°28. Notons que ce rapport est homogène au paramètre de répartition $S_{2,1}$ au carré en module.

Nous procédons ensuite à la simulation sous Feko du couplage entre les deux antennes pour différentes distances à partir des paramètres S extrait aux ports de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception, notés arbitrairement ports "1" et "2".

La comparaison est ensuite effectuée entre l'estimation de la fonction de transfert au moyen de la formule de Friis et par la simulation numérique.

Distance D_{ER}	Fréquence F_0 (MHz)	$S_{1,1}$ (dB)	$10 \log S_{2,1}^2 /$ $[(1-S_{1,1}^2)(1-S_{2,2}^2)]$ Simulation Feko (dB)	Estimation du découplage selon FRIIS - Antennes adaptées (dB)
$0.42 \times \lambda_0$	494	-14	-25	-26
$0.5 \times \lambda_0$	490	-13	-26	-28
$1 \times \lambda_0$	494	-19	-31	-33
$1.5 \times \lambda_0$	493	-19	-36	-37
$2 \times \lambda_0$	494	-19.5	-39	-40

Figure n°49: Exemple du découplage entre deux antennes patch en fonction de la distance

Le tableau de la figure n°49 synthétise les résultats obtenus pour différentes distances entre antennes. Les distances sont référencées à la longueur d'onde dans le vide ($\lambda_0 = 60,5$ cm). La colonne de droite comporte l'estimation du couplage au sens de Friis. L'estimation du couplage à l'aide de la formule de Friis s'obtient à partir du relevé du gain des antennes en direction l'une de l'autre. Ces valeurs de gain sont approximativement de -5,7 dBi.

La formulation de Friis donne une quantification plutôt correcte des découplages E.M entre les deux patchs car nous observons un écart de -2 dB avec la simulation du $S_{2,1}$ sous Feko. Elle constitue une approximation raisonnable, y compris à courte distance, ce qui ne doit pas être pris pour une conclusion générale, car elle dépend du type d'antenne. Nous pouvons remarquer ici que l'élément rayonnant de l'antenne n'excède pas $2D^2/\lambda$, ce qui peut expliquer que le champ soit déjà structuré à faible distance de l'antenne. Nous remarquons également que les antennes restent adaptées malgré leur proximité.

Dans le contexte du projet SAMCOM, le niveau de découplage électromagnétique exigé est au minimum de -45 dB. Pour l'exemple de ces antennes patchs, la distance minimale entre antennes à respecter dans la même orientation serait de $4\lambda_0$ environ. Un doublement de la distance correspond à un gain de 6 dB de découplage.

4.2 Couplage électromagnétique entre deux antennes associées sur une même paroi

4.2.1 Couplage antenne - antenne

Le couplage mutuel d'un réseau composé de deux antennes peut fonctionner suivant deux modes qui se caractérisent pour l'un comme le mode émission et l'autre le mode en réception.

Pour une antenne en mode émission, nous pouvons décrire les couplages entre ces deux antennes n et m :

Les chemins de couplage des éléments d'antenne m et n du réseau d'antennes en mode d'émission et de réception sont présentés respectivement sur les figures n°50 et n°51 présentées ci-après.

Dans la figure n°50, l'antenne n est excitée par une source, tandis que l'antenne m reste passive. Le transfert d'énergie s'effectue de n vers m . En effet, n génère une distribution de courants sur les éléments et, rayonne en l'espace libre un champ électromagnétique (1). Une partie du rayonnement est captée par m , et un courant y est ensuite induit sur l'antenne m (2). Ce courant induit rayonne une partie de l'énergie vers l'espace libre (3). Une fine partie de l'énergie est dissipée à la charge du passif m (4). Il est également possible que l'énergie rayonnée par m soit intercepté par l'antenne n (5). Un tel processus continuera indéfiniment mais nous pouvons en général négliger ces interactions successives sauf cas particuliers (cavité électromagnétiques par exemple).

Si m est excitée, alors les deux antennes sont excitées, donc la résultante du champ électromagnétique totale sera considérée comme la somme des champs rayonnés puis rerayonnés par les deux éléments de l'antenne [LUI 09].

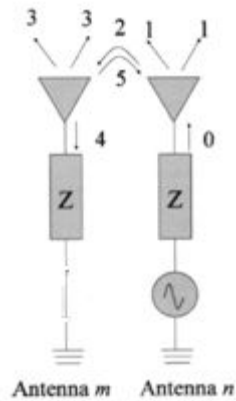


Figure n°50: Les chemins de couplage pour les antennes n et m en mode émission

Pour une antenne en mode de réception, nous pouvons décrire les couplages entre ces deux antennes n et m :

Si le réseau d'antennes est en mode de réception, comme le montre la Figure n°34, le front d'onde incidente provenant de l'espace libre (0) arrive sur l'antenne m , et un courant est ensuite induit.

Ce dernier rayonne une partie de l'énergie en l'espace libre (2), tandis que le reste de l'énergie se déplace vers la charge (I). Une partie du rayonnement (2) est captée par l'antenne n (3).

Si l'antenne m est mal adaptée, une partie de l'énergie va se refléter (4) et être rayonnée en espace libre. En outre, le courant est également induit sur l'antenne n en raison de l'énergie rayonnée (3) par m . De même, ce courant induit va émettre une partie de l'énergie.

Le processus en sera de même lorsque le front d'onde atteindra l'antenne n .

Si les deux antennes reçoivent simultanément, la résultante du champ électromagnétique totale sera susceptible d'être la somme des éléments rayonnés et des champs de rediffusion par les deux antennes.

En comparant la configuration de la figure n°50 avec celle de la figure n°51, il apparaît que les chemins de couplage associé à la configuration du réseau d'antenne en transmission et en réception diffèrent. Ceci s'explique par la différence d'excitation des réseaux en émission et en réception [LUI 09].

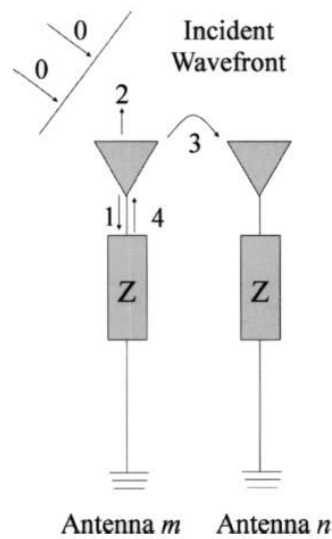


Figure n°51: les chemins de couplage pour les antennes n et m en mode de réception

Dans l'exemple d'une antenne patch représentée par la figure n°52, les mécanismes de couplage sont principalement liés aux effets de bords de la partie cuivre rayonnant du patch et de son plan réflecteur.

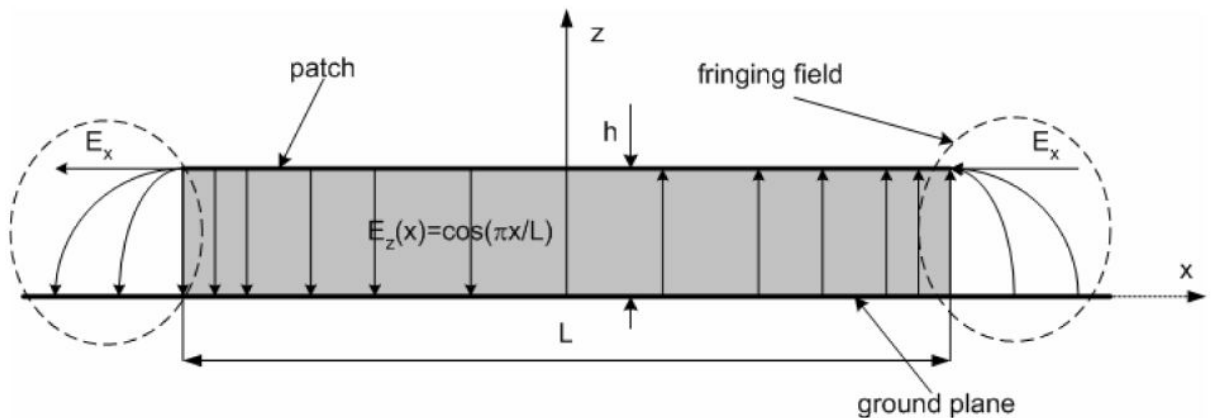


Figure n°52: les effets de bords du patch

Les effets de bords sont les causes qui peuvent induire une déformation plus ou moins importante du diagramme de rayonnement et altérer le coefficient de désadaptation de l'antenne.

Néanmoins, la distribution du courant sur le plan réflecteur est atténuée à mesure que la finitude du plan de masse est grande. Pour un plan de masse infini, cette distribution serait minimisée et l'impact des effets de bords serait non négligeable.

Dans le cas de la situation de cohabitation, nous regardons plus particulièrement la fonction de transfert entre l'antenne source et le dispositif de réception qui se traduit par le critère $S_{2,1}$. Nous mesurons l'amplitude du signal parasite sur la charge de l'élément rayonnant voisin. De ce fait, nous observons l'impact électromagnétique d'une antenne sur l'autre à partir de ce coefficient de transmission.

Nous pouvons remarquer que les effets de bord du patch observés en situation de référence ont un impact direct sur la situation de découplage puisque le couplage entre antennes dépend de la fonction de rayonnement du patch élémentaire elle-même potentiellement affectée par les effets de bord.

L'ajustement de la distance D_{ER} dans le cas de la situation de la cohabitation électromagnétique entre deux antennes patches est obtenu au sens de l'approche de Friis que nous avons analysé précédemment.

Nous noterons qu'une antenne patch est seulement accordée sur une bande étroite de fréquence. Les antennes de communication potentiellement visées dans le projet SAMCOM peuvent être au contraire large bande et couvrir deux octaves. Nous considérerons cependant que les structures d'intégration et de découplage opèreront bien davantage dans la partie basse du spectre de fonctionnement de ces antennes, là où précisément ces problèmes sont les plus critiques.

4.2.2 Couplage antenne - paroi

Le risque de dégradation des performances d'une antenne en paroi complexe provient essentiellement du couplage entre l'antenne et son éventuel plan réflecteur et la couche conductrice (potentiellement en carbone) située sur la peau arrière de la paroi composite, dont la fonction est d'assurer une protection électromagnétique des équipements que cette paroi entoure.

Ce couplage avec une paroi conductrice est principalement associé aux facteurs suivants :

- ✚ La distance entre l'antenne et la paroi conductrice.
- ✚ La dimension et la géométrie du plan réflecteur de l'antenne.
- ✚ La dimension relative de l'antenne et de la paroi conductrice.

Dans un contexte d'obtention d'une plus grande compacité possible d'installation des systèmes antennaires, le plan réflecteur de l'antenne peut être éventuellement minimisé tout en étant situé sur une paroi dont les dimensions sont limitées. Le couplage à la paroi peut alors provenir de la diffraction par les bords du plan réflecteur antenne qui se trouve à l'origine de courants induits sur la paroi arrière hébergeant l'antenne. Les effets de bords de la paroi peuvent à leur tour également contribuer à un rayonnement parasite.

4.2.3 Solutions de découplage envisagées

Nous envisageons une solution de découplage sous la forme de l'interposition d'un objet disposé entre l'émetteur et le récepteur. Cet objet peut présenter une forme plus ou moins complexe et être plus ou moins encombrant.

Le choix des propriétés électromagnétiques de cet objet est naturellement un autre critère important. Un absorbant électromagnétique (par exemple sous la forme d'un matériau diélectrique à pertes) aura pour fonction d'absorber le rayonnement incident et de le dissiper sous forme de chaleur.

Un matériau conducteur doté de charges résistives pourrait également dissiper une partie du rayonnement incident. Au contraire, un matériau conducteur seul aura pour effet de diffracter l'énergie incidente en différentes directions selon sa forme. Le recours à des structures non homogènes ou matériaux artificiels par exemple à motifs périodiques peut également permettre de créer des milieux aux propriétés de propagation particulières. Par ailleurs, la mise en cavité de la paroi antenne peut être bénéfique pour le découplage. Nous allons examiner successivement au cours de ce chapitre différentes solutions présentant chacune avantages et inconvénients, en fonction notamment de la présence et des caractéristiques de la paroi support des deux antennes. Nous nous focalisons en fin de chapitre sur des solutions de découplage large bande. Dans ce contexte, nous nous proposons d'examiner une solution sous la forme d'un matériau périodique de type cristal photonique (transposé sous la forme d'une forêt de tiges conductrices) dont la particularité est de former un milieu non propagatif en deçà d'une certaine fréquence que nous définirons au paragraphe 4.7.

Ce chapitre va traiter successivement :

- ✚ L'apport de la mise en cavité.
- ✚ L'interposition d'absorbants électromagnétiques.
- ✚ L'emploi de milieux à bande interdite électromagnétique.
- ✚ L'usage de tiges conductrices.
- ✚ L'emploi d'une forêt de tiges conductrices.

En ce qui concerne les travaux entrepris, nous nous sommes attachés à cerner les potentialités de ces familles de solution.

4.3 Apport de la mise en cavité

4.3.1 Principe

Considérons deux antennes quelconques installées en surface d'une paroi plane conductrice d'électricité. Elles sont munies d'un plan réflecteur non nécessairement relié sur sa périphérie à la paroi plane. Leur couplage va dépendre essentiellement de deux facteurs. D'une part, celui-ci peut résulter d'une interaction directe entre les antennes via la propagation d'une onde électromagnétique en surface (associée à une éventuelle induction de courant sur la paroi). D'autre part, il peut résulter d'une interaction plus indirecte entre antenne/paroi et paroi/antennes engendrée par la propagation de courants de surface sur la paroi.

Ces interactions et notamment l'interaction directe entre antennes peuvent être réduites en plaçant les antennes en cavité, ce qui a pour effet immédiat de supprimer la propagation en ligne de vue entre les antennes (sauf effets de bords de la cavité pratiquée).

Nous illustrons ce propos en examinant la situation de deux antennes spécifiques mises en cavité et dont le plan réflecteur est placé en continuité électrique sur toute sa périphérie avec la paroi conductrice au fond de la cavité.

4.3.2 Illustration pour le cas d'une antenne large bande type Dipôle-Boucle

L'antenne choisie pour cette partie d'étude est une antenne de type Dipôle-Boucle également étudiée dans le cadre du projet SAMCOM lequel ce travail de thèse s'inscrit.

Nous avons répertorié trois situations pour isoler l'effet de la mise en cavité (voir figure n°53).

Configuration n°1 :

Deux antennes de type dipôle boucle identiques, à même hauteur relative, sont séparées d'une distance de 3 m (entre-axe). Elles sont situées en espace libre (sans support).

Les antennes sont montées sur une paroi conductrice de 1m^2 en espace libre sans cavité et sans plan conducteur de liaison entre les deux dipôles-boucles.

Configuration n°2 :

Tout en conservant la même distance horizontale de séparation les antennes sont mises en cavité. Les deux ensembles antenne et cavité sont placés à même hauteur relative.

Configuration n°3 :

Les deux bords de cavité en vis-à-vis sont reliés par un plan de masse métallique.

Ensuite, les antennes dipôles-boucles en cavité sont reliées par un plan conducteur dont les dimensions sont $1\,500\text{ mm}$ pour la largeur, et $2\,300\text{ mm}$ pour la longueur.

Enfin, les surfaces latérales entourant la cavité mesurent 400 mm .

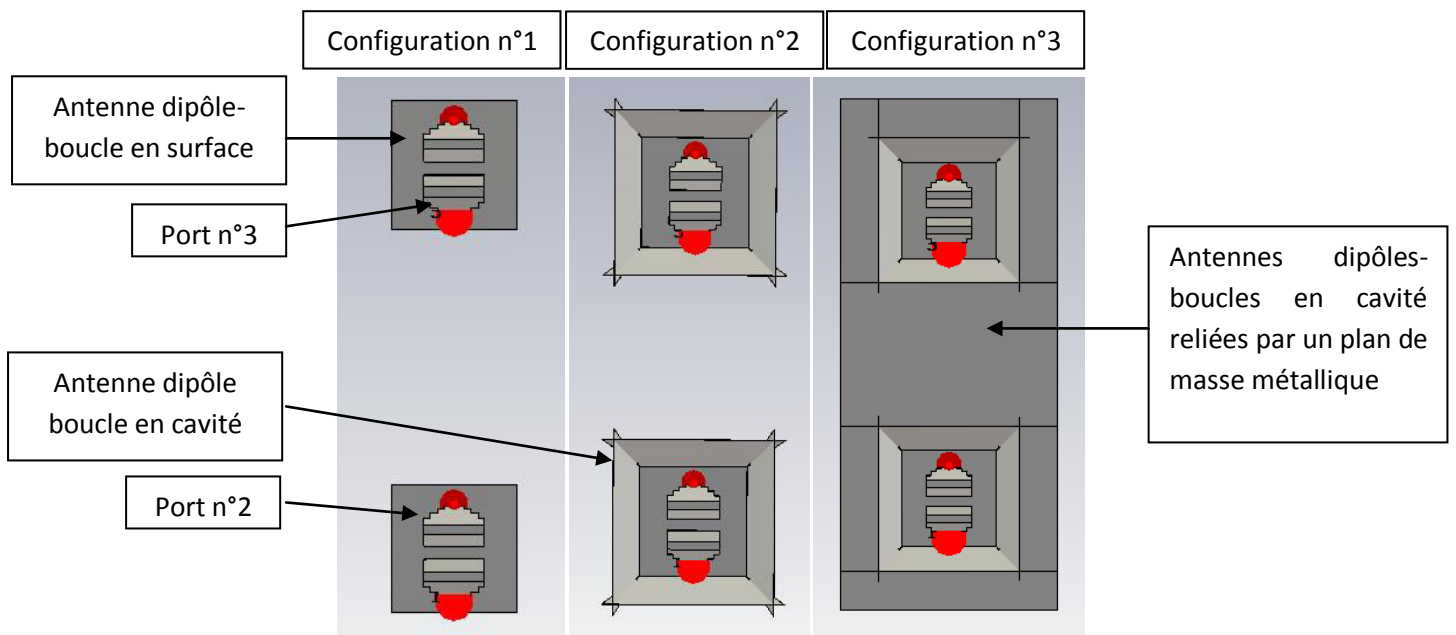


Figure n°53: Antennes dipôles-boucles avec ou sans cavité évasée et plan de masse

L'objectif recherché consiste à discriminer l'effet des différentes configurations par rapport à une situation simple (configuration n°2) en fonction des paramètres S et du diagramme de rayonnement.

La bande de fréquence d'utilisation des antennes dipôles-boucles est de 100 MHz jusqu'à 500 MHz

4.3.3 Présentation des résultats

Nous ne présentons ici que des résultats relatifs au couplage entre l'excitation du port n°2 situé sur l'antenne dipôle-boucle localisée au bas de la figure n°53 et le port n°3 situé sur l'antenne dipôle-boucle localisée en haut de la figure n°53.

Les courbes de la figure n°54 montrent le coefficient de réflexion tandis que les courbes de la figure n°55 représentent le paramètre de répartition $S_{2,3}$ entre les ports n°2 et n°3 pour ces trois configurations.

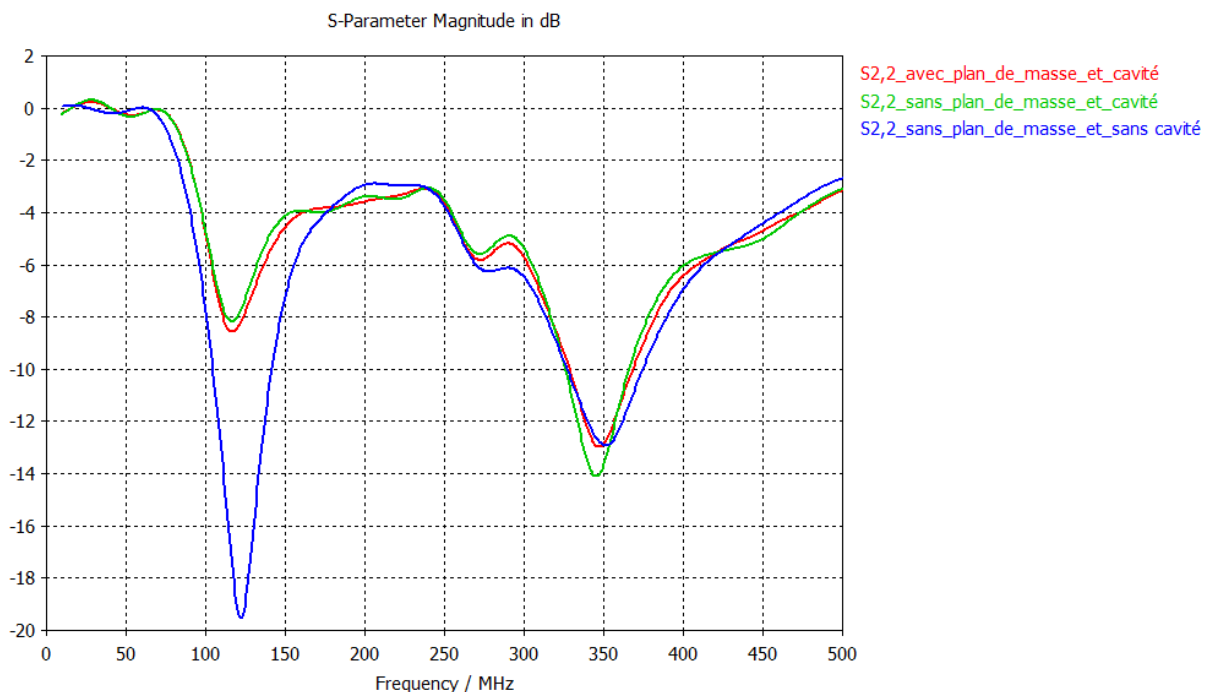


Figure n°54: Coefficient de réflexion $S_{2,2}$ pour les trois configurations

En ce qui concerne la configuration sans plan de masse et sans cavité (configuration n°1), nous notons que l'antenne est bien adaptée à 120 MHz avec un niveau de -19 dB.

Pour les deux autres configurations (configuration n°2 et n°3), nous remarquons que les courbes sont proches. L'effet du plan de masse sur le coefficient de réflexion reste non négligeable.

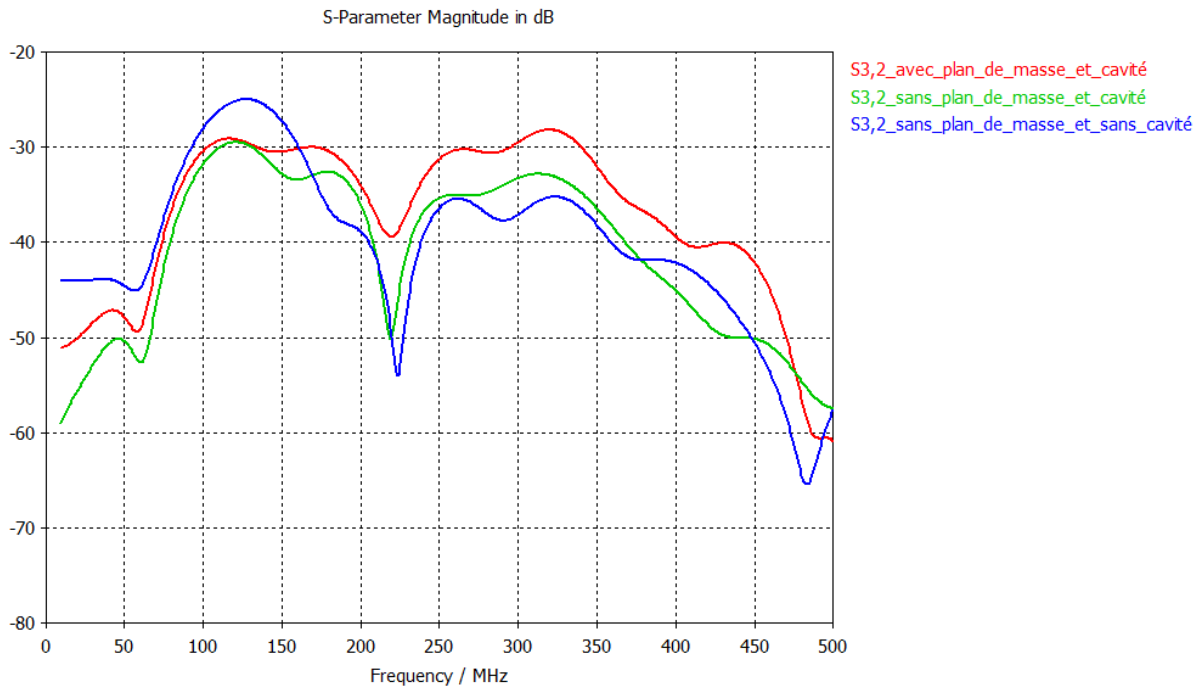


Figure n°55: Fonction de transfert $S_{3,2}$ pour les trois situations

L'ajout du plan de masse est toujours préjudiciable au découplage, ce qui s'explique par la propagation de courants induits par la source de rayonnement.

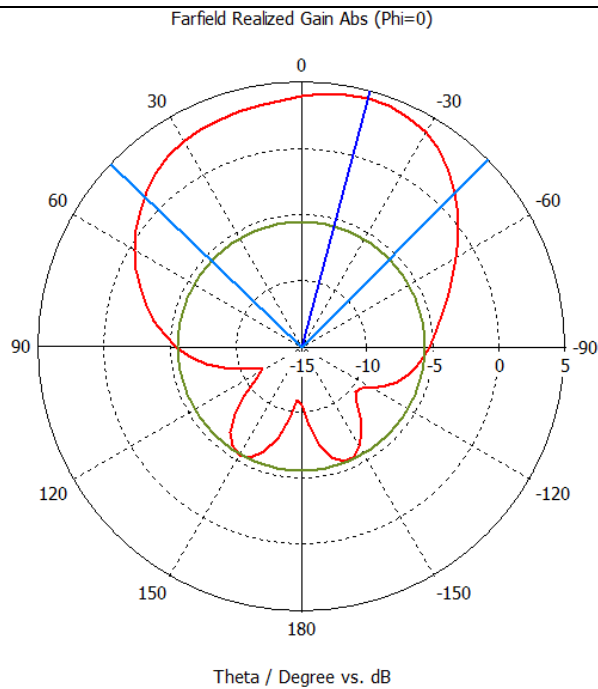
La figure n°55 met en évidence que la mise en cavité agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 100 MHz et 160 MHz environ. En réalité, dans cette bande de fréquence, les antennes en configuration n°2 et n°3 sont significativement désadaptées. Le découplage apparent n'est que le reflet de cette désadaptation.

Nous allons analyser le comportement radioélectrique de ces trois situations à partir des diagrammes de rayonnement.

A titre d'exemple, nous allons considérer la fréquence qui est fixée à 350 MHz.

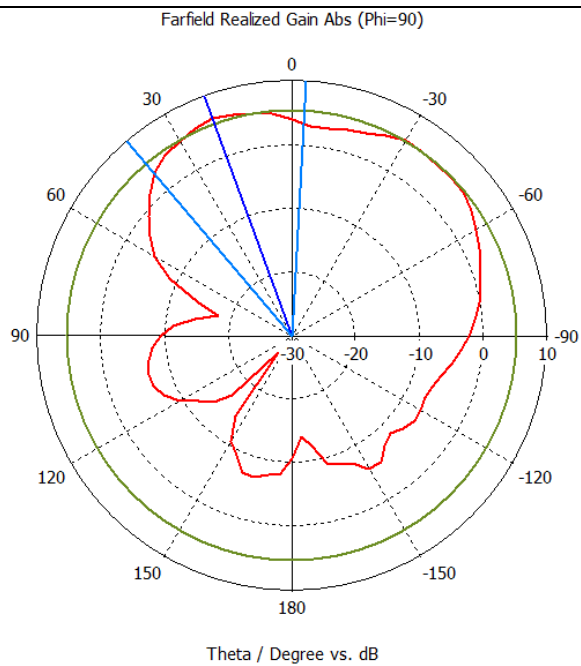
Fréquence = 350MHz

Antennes dipôles-boucles sans plan de masse et sans cavité - $\Phi = 0^\circ$



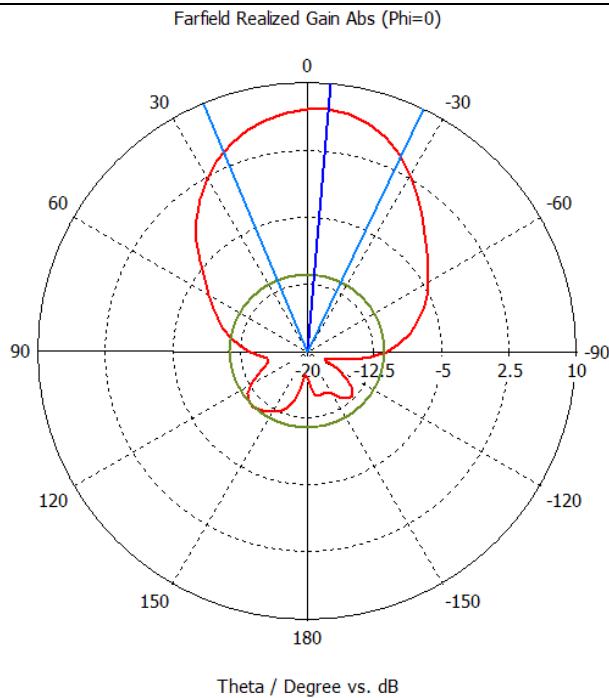
- Amplitude du lobe principal = -4.5dB,
- Direction du lobe principal = $-15,0^\circ$,
- Ouverture angulaire (3dB) = 91° ,
- Niveau des lobes secondaires = -10dB,
- Rayonnement arrière faible.

Antennes dipôles-boucles sans plan de masse et sans cavité - $\Phi = 90^\circ$



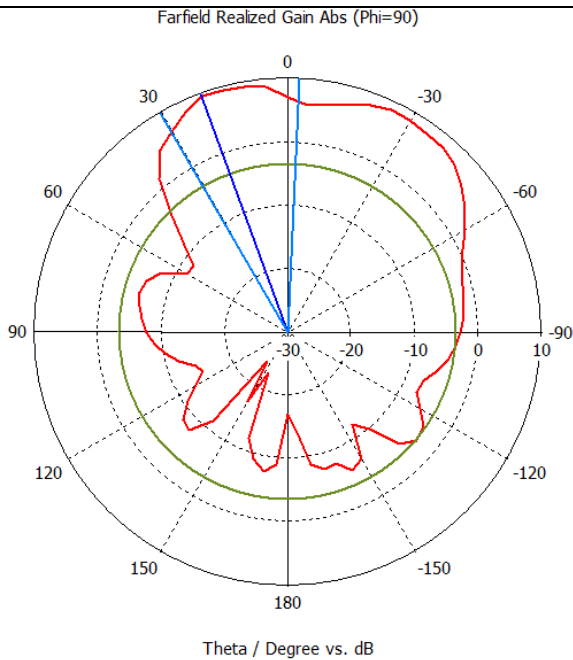
- Amplitude du lobe principal = -6.3dB,
- Direction du lobe principal = 20° ,
- Ouverture angulaire (3dB) = 43.5° ,
- Niveau des lobes secondaires = -0.9dB,
- Rayonnement arrière important.

Antennes dipôles-boucles sans plan de masse et avec cavité - $\Phi = 0^\circ$:



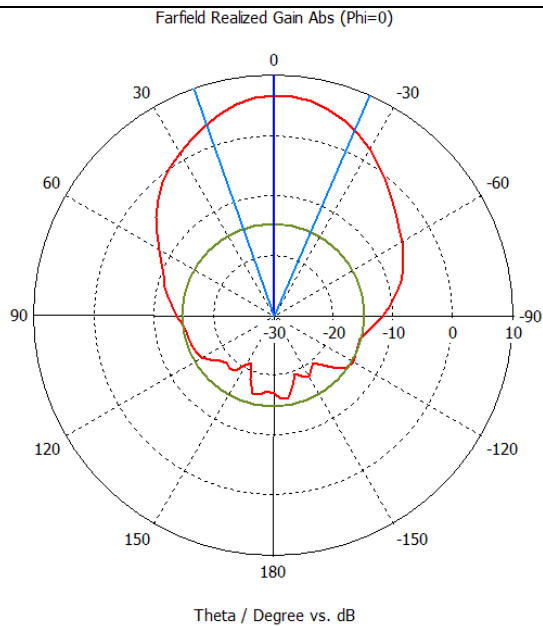
- Amplitude du lobe principal = 7.1dB,
- Direction du lobe principal = -5° ,
- Ouverture angulaire (3dB) = 48° ,
- Niveau des lobes secondaires = -18.5dB,
- Rayonnement arrière faible.

Antennes dipôles-boucles sans plan de masse et avec cavité - $\Phi = 90^\circ$:



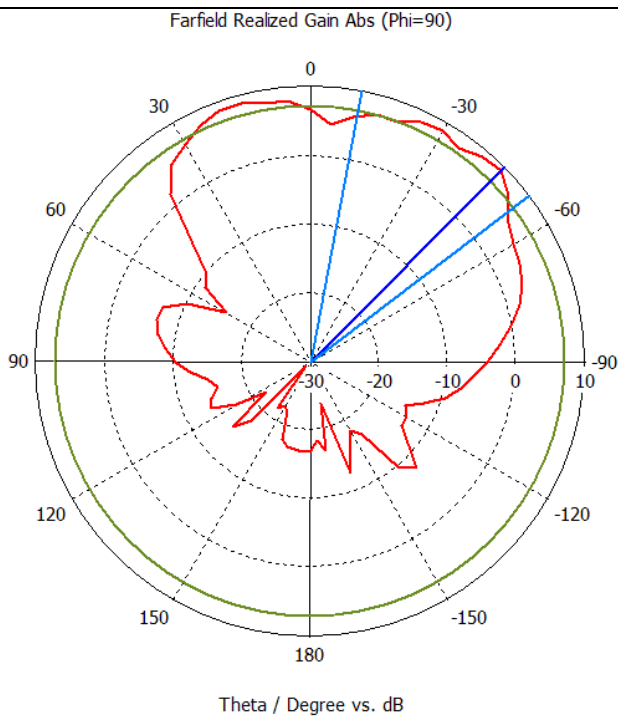
- Amplitude du lobe principal = 9.5dB,
- Direction du lobe principal = 20° ,
- Ouverture angulaire (3dB) = 33° ,
- Niveau des lobes secondaires = -13dB,
- Rayonnement arrière important

Antennes dipôles-boucles avec plan de masse et avec cavité - $\Phi = 0^\circ$:



- Amplitude du lobe principal = -6.7dB,
- Direction du lobe principal = 0° ,
- Ouverture angulaire (3dB) = 43° ,
- Niveau des lobes secondaires = -21.5dB,
- Rayonnement arrière important

Antennes dipôles-boucles avec plan de masse et avec cavité - $\Phi = 90^\circ$:



- Amplitude du lobe principal = -9.3dB,
- Direction du lobe principal = 45° ,
- Ouverture angulaire (3dB) = 42.1° ,
- Niveau des lobes secondaires = -2.1dB,
- Rayonnement arrière important

Sans cavité et sans plan de masse, le gain atteint 6,3 dBi pour $\varphi^\circ = 90^\circ$ et présente une ouverture à -3 dB de $43,5^\circ$.

Avec la cavité évasée, le gain est amélioré (9,5 dBi pour $\varphi=90^\circ$) et l'angle d'ouverture à -3dB avoisine 33° . Dans la dernière configuration avec plan de masse, nous trouvons environ les mêmes résultats que pour la cavité évasée.

A cette fréquence de 350 MHz, le diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle-boucle est plus directif avec la cavité évasée. Celle-ci a donc pour effet d'augmenter la directivité de l'antenne.

La distribution des courants sur l'élément rayonnant est telle que le plan de masse ainsi que sa cavité joue un rôle plus prépondérant de réflecteur du rayonnement vers le demi-espace supérieur.

La mise en cavité entraîne une augmentation de la directivité de rayonnement et naturellement une diminution du lobe principale de rayonnement.

En conséquence, une antenne dipôle-boucle en cavité peut bénéficier de celle-ci si nous cherchons à augmenter sa directivité au détriment de la largeur de son lobe de rayonnement. Nous devrions nous attendre à ce que le découplage entre les deux antennes mises en cavité soit également amélioré. Ce n'est en fait pas du tout le cas. Dans la configuration n°2, les valeurs de découplage au dessus de 200 MHz (bande de fréquence pour laquelle les antennes ne sont pas significativement désadaptées par la présence de la cavité) et les valeurs de découplage sont relativement semblables à celles relatives à la configuration n°1.

Il faut noter que le diagramme de rayonnement dans les directions latérales (couple $\varphi=90^\circ$, angle d'élévation entre 60° et 90°) n'évolue pas de manière significative. Il faut par ailleurs noter que l'antenne en configuration n°2 rayonne en direction du bord de la cavité sous un angle d'élévation désormais inférieur à 90° .

Par contre, la configuration n°3 fait apparaître une augmentation significative du couplage à partir de 200 MHz. C'est donc le plan conducteur entre les deux cavités qui agit de manière négatif sur le découplage. Ceci peut s'interpréter en partie par le fait que cette liaison supprime en partie le rayonnement arrière de l'antenne dont les sources secondaires sont constituées par les bords de la cavité.

4.4 Absorbants électromagnétiques : compromis performance encombrement

4.4.1 Généralité sur les absorbants

Nous allons étudier les matériaux absorbants comme moyen possible de découplage. Deux paramètres permettent de qualifier le comportement d'un absorbant. Il s'agit en premier lieu de contrôler ses paramètres constitutifs (conductivité électrique, permittivité diélectrique et perméabilité magnétique) permettant de constituer un matériau absorbant dans la bande de fréquence d'intérêt. Ensuite, il s'agit d'optimiser l'emplacement et l'encombrement de l'absorbant entre les deux antennes à découpler.

Dès lors, l'étude des absorbants découle de la compréhension des phénomènes de propagation de l'énergie dans les matériaux diélectriques et magnétiques. L'objectif est de qualifier intrinsèquement les matériaux et d'en extraire les mécanismes de réflexion, d'absorption et de transmission.

Les principaux paramètres qui conditionnent le choix d'un absorbant sont par ordre décroissant d'importance :

- ✚ Sa bande passante d'absorption,
- ✚ La distance et l'orientation de la source d'émission,
- ✚ La dissipation thermique (en environnement confiné).

Les performances intrinsèques d'un absorbant électromagnétique dépendent exclusivement de ses dimensions et des paramètres du milieu qui le constituent :

- ✚ La perméabilité magnétique,
- ✚ La permittivité diélectrique,
- ✚ La conductivité électrique.

Ces paramètres peuvent être les paramètres d'un matériau homogène ou les paramètres effectifs d'un matériau non homogène et dépendent de la fréquence. Ces matériaux sont choisis de manière à réduire les réflexions des ondes incidentes à leur surface, puis à absorber l'énergie qui les pénètre.

4.4.2 Estimation des paramètres constitutifs d'un milieu absorbant

Bien entendu, nous allons déterminer la composition de l'absorbant à partir des critères de réflexion et d'absorption qui sont décrits ci-dessous.

Soient deux demi-espaces séparés par une interface plane.

Le premier demi-milieu est de l'air. Une onde se propage en incidence normale à l'interface. L'autre demi-milieu est absorbant (diélectrique avec pertes importantes).

Nous supposons que le milieu absorbant est constitué d'un matériau diélectrique à pertes.

Nous fixons arbitrairement comme limite un contraste d'impédance pour lequel la réflexion de l'onde à l'interface soit inférieure à 30 %.

Pour définir l'impédance du milieu, nous avons pour paramètres :

$$\begin{aligned}\mu &= \mu_0 \quad \sigma = 0 \quad \varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \\ z &= j\omega\mu_0 \\ y &= j\omega \times (\varepsilon' - j\varepsilon'') \\ y &= j\omega\varepsilon' + \omega\varepsilon''\end{aligned}\quad [29]$$

Finalement, nous pouvons déduire l'impédance du milieu telle que :

$$Z = \sqrt{\frac{z}{y}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\omega\varepsilon'' + j\omega\varepsilon'}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma_{eq} + j\omega\varepsilon'}}\quad [30]$$

avec

$$\sigma_{eq} = \omega\varepsilon''$$

D'abord nous souhaitons minimiser la réflexion donc $|\rho| < 0,3$ entraîne de facto $\varepsilon_r \leq 3,5$

Cette permittivité diélectrique est proche d'un matériau de type Téréphtalate PE.

Afin de permettre la transformation de l'énergie électromagnétique en énergie thermique, il convient d'ajouter des pertes diélectriques (ce qui s'obtient grâce à l'inclusion de charges métalliques ou conductrices d'électricité).

L'objectif est d'obtenir un absorbant dont l'épaisseur soit raisonnable au regard de la bande passante d'absorption désirée. L'épaisseur de cet absorbant (dans la direction de

propagation de l'onde à absorber) devra être au moins de l'ordre de la profondeur de pénétration de l'onde (ou épaisseur de peau).

La propagation dans un matériau de type diélectrique à pertes est définie de la manière suivante.

Les paramètres du matériau sont donnés par :

$$\begin{aligned}\sigma &= 0 \\ \varepsilon &= \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad \text{avec} \quad \text{tg} \Delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \\ \mu &= \mu_0\end{aligned}\quad [31]$$

Dans ces conditions, la constante de propagation au carré dans un tel milieu s'écrit :

$$\begin{aligned}\gamma^2 &= -w^2 \mu_0 \varepsilon' + jw \mu_0 \sigma_{eq} \\ \text{où} \quad \sigma_{eq} &= w \varepsilon''\end{aligned}\quad [32]$$

Nous cherchons à extraire a et b tels que :

$$\gamma = a + jb$$

avec a, la constante d'atténuation du milieu,

et b représente la vitesse de phase du milieu.

sachant que :

$$\begin{aligned}a^2 - b^2 &= -w \mu_0 \varepsilon' \\ 2ab &= w \mu_0 \sigma_{eq} = w \mu_0 \varepsilon''\end{aligned}\quad [33]$$

Nous avons :

$$\begin{aligned}4a^2 b^2 &= w^4 \mu_0^2 \varepsilon''^2 \\ a^2 b^2 - b^4 &= -w^2 \mu_0 \varepsilon' b^2\end{aligned}\quad [34]$$

d'où :

$$\begin{aligned}b^4 - w^2 \mu_0 \varepsilon' b^2 &= \frac{w^4 \mu_0^2 \varepsilon''^2}{4} \\ b^2 &= \frac{1}{2} [w^2 \mu_0 \varepsilon' \pm \sqrt{w^2 (\mu_0^2 \varepsilon'^2 - w^2 \mu_0^2 \varepsilon''^2)}]\end{aligned}\quad [35]$$

Si nous retenons la seule solution physique, nous obtenons :

$$b^2 = \frac{1}{2} [w^2 \mu_0 \varepsilon' + w^2 \mu_0 \varepsilon' \sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^2}]\quad [36]$$

Puisque $a^2 - b^2 = -w^2 \mu_0 \varepsilon'$, nous en déduisons :

$$a^2 = \frac{-w^2 \mu_0 \varepsilon' + w^2 \mu_0 \varepsilon' [\sqrt{1 + (\varepsilon''/\varepsilon')^2}]}{2} \quad [37]$$

d'où

$$b = \sqrt{\frac{w^2 \mu_0 \varepsilon' + w^2 \mu_0 \varepsilon' [\sqrt{1 + (\varepsilon''/\varepsilon')^2}]}{2}} \quad [38]$$

et

$$a = \sqrt{\frac{-w^2 \mu_0 \varepsilon' + w^2 \mu_0 \varepsilon' [\sqrt{1 + (\varepsilon''/\varepsilon')^2}]}{2}} \quad [39]$$

Comme hypothèse, $\varepsilon'' \ll \varepsilon'^2$ est introduite seulement maintenant, nous pourrions donc faire l'approximation suivante :

$$\sqrt{1 + (\varepsilon''/\varepsilon')^2} \approx 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^2 \quad [40]$$

Dans ces conditions :

$$b = w \sqrt{\mu_0 \varepsilon'} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^2} \quad [41]$$

Dans cette situation, la vitesse de phase n'est donc modifiée qu'à la marge :

$$a = \frac{1}{2} w \frac{\sqrt{\mu_0}}{\sqrt{\varepsilon'}} \varepsilon'' = \frac{1}{2} \sigma_{eq} \frac{\sqrt{\mu_0}}{\sqrt{\varepsilon'}} \quad [42]$$

$$\text{ou encore } a = \frac{1}{2} w \sqrt{\mu_0} \sqrt{\varepsilon'} \operatorname{tg} \Delta$$

Nous en déduisons que l'épaisseur de peau δ est donnée par :

$$\delta = \frac{1}{a} = \frac{2}{w \sqrt{\mu_0 \varepsilon'} \operatorname{tg} \Delta} \quad [43]$$

Nous remarquons que $\sqrt{\mu_0 \varepsilon}$ est l'inverse de la vitesse de propagation dans le matériau sans pertes.

A titre indicatif, la figure n°56 donne l'évolution de l'impédance et de l'épaisseur de peau d'absorbants fictif des matériaux A, B, C et D de permittivité relative $\varepsilon_r = 3,5$ et dont les pertes sont différentes.

La fréquence d'étude est fixée à 500 MHz.

Paramètres du Matériau:	Type du matériau	Tangente pertes	Conductivité en S/m $\sigma = \tan \delta \times \omega \varepsilon_r \varepsilon_0$	Epaisseur de peau en m	Impédance d'onde de l'absorbant en Ω
	Téréphtalate de PE (PETP)	0.01	9.735e ⁻⁴	10.2	201.5
	Matériau A	0.08	0.0078	1.27	201
	Matériau B	0.16	0.0156	0.63	200
	Matériau C	0.32	0.0312	0.32	196
	Matériau D	0.64	0.0623	0.16	185

Figure n°56: Caractéristique des matériaux

A partir des éléments de ce tableau, nous constatons toutefois que l'augmentation des pertes induit une diminution tout à fait logique de l'impédance de surface, ce qui entraîne une augmentation non souhaitable du contraste d'impédance avec le milieu 1 (air). En conséquence, nous verrons plus loin qu'il est souhaitable que ce matériau absorbant possède également des propriétés magnétiques.

4.4.3 Interposition d'un absorbant entre deux antennes patch

Nous étudions la performance de découplage électromagnétique en prenant comme support d'étude deux antennes patchs espacées l'une de l'autre d'une distance minimale d'une longueur d'onde. Les deux antennes patchs sont identiques entre elles et l'antenne patch accordée à 494 MHz a déjà été définie au chapitre précédent.

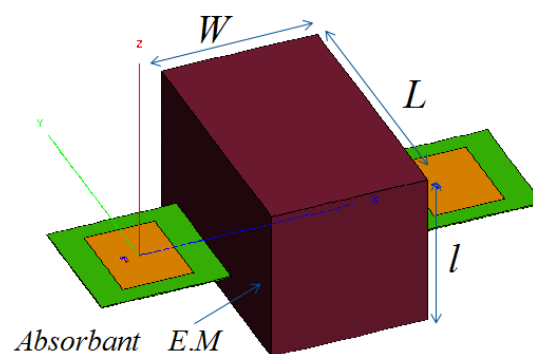
L'absorbant sélectionné est le matériau D du tableau, pour lequel, à la fréquence de 500 MHz, l'épaisseur de peau est de 9 cm et l'impédance du matériau égale à 185 Ohms.

Les dimensions des absorbants ont été optimisées de telle manière à réduire l'encombrement des structures tout en garantissant des performances de découplage non négligeables.

4.4.4 Encombrement et position de l'absorbant

L'objectif initial consiste à minimiser la distance entre les deux antennes à ce stade installées en espace libre, grâce à l'interposition d'un absorbant parallélépipédique dont les dimensions sont $W \times L \times l$. Compte tenu de l'angle d'incidence des ondes, W est fixé à $3x$ l'épaisseur de peau (soit 30 cm à 500 MHz). Il est centré entre les deux antennes pour minimiser l'interaction en champ proche réactif de l'antenne.

Nous cherchons ensuite à optimiser les paramètres L et l . Ces dimensions doivent être suffisantes pour ne pas faire apparaître l'absorbant comme un objet diffractant légèrement perturbateur. Elles doivent cependant être limitées pour des raisons d'encombrement.



Dimensions en mm	
W	300
L	500
l	300

Figure n°57: Patchs en espace libre en présence d'un absorbant pour $D_{ER} = 60.6\text{cm}$.

(égale λ_0 à 500 MHz)

(D_{ER} représente la distance entre le patch source et l'antenne de réception)

Nous constatons que les dimensions de l'absorbant sont importantes. Nous pouvons donc supposer que les performances de cette structure absorbante est en adéquation avec son encombrement qui lui permet d'intercepter une grande partie du rayonnement direct de l'émetteur vers le récepteur.

4.4.5 Découplage entre antennes à une distance de 60.6 cm

Nous présentons ici l'évolution du paramètre de transmission et du coefficient d'adaptation de l'antenne patch pour une distance D_{ER} correspondant à 60,6 cm.

Nous considérons tout d'abord un absorbant de type matériau D du tableau de la figure n°56. Dans un second temps nous attribuons une perméabilité magnétique à ce matériau ($\mu_r = 3,5$) de sorte que son impédance soit proche de l'impédance d'onde dans l'air.

Distance 60.6cm :

Paramètres du Matériau:	Za en Ω		S _{1,1} (dB)	S _{2,1} (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M :		Ouverture à -3dB Coupe E.M :	
					Phi = 0° Thêta = 0°	Phi = 90° Thêta = 90°	Phi = 0°	Phi=90°
	Fo = 494.5MHz	Patches sans absorbant		-19	-32	2.3		88°/90°
PETP perméable :	185	$\mu_r = 1$	-17	-26	-0.5		98°/100°	
$\epsilon_r = 3.5$	346	$\mu_r = 3.5$	-17	-35.5	0		84°/94°	

Figure n°58: Caractéristiques de rayonnement et valeurs de découplage dans le cas d'un absorbant pour $D_{ER} = 60.6$ cm.

Nous observons que la présence de la structure absorbante avec des propriétés magnétiques améliore le découplage électromagnétique de 3,5 dB pour une impédance d'absorbant Z_a correspondant à 346Ω

En outre, nous remarquons que si l'absorbant ne possède pas des caractéristiques intrinsèques à caractère magnétique, le matériau ainsi interposé contribue à augmenter le couplage entre antennes avec un $S_{2,1} = -26$ dB, ce qui est donc probablement lié au caractère diffractant de l'absorbant.

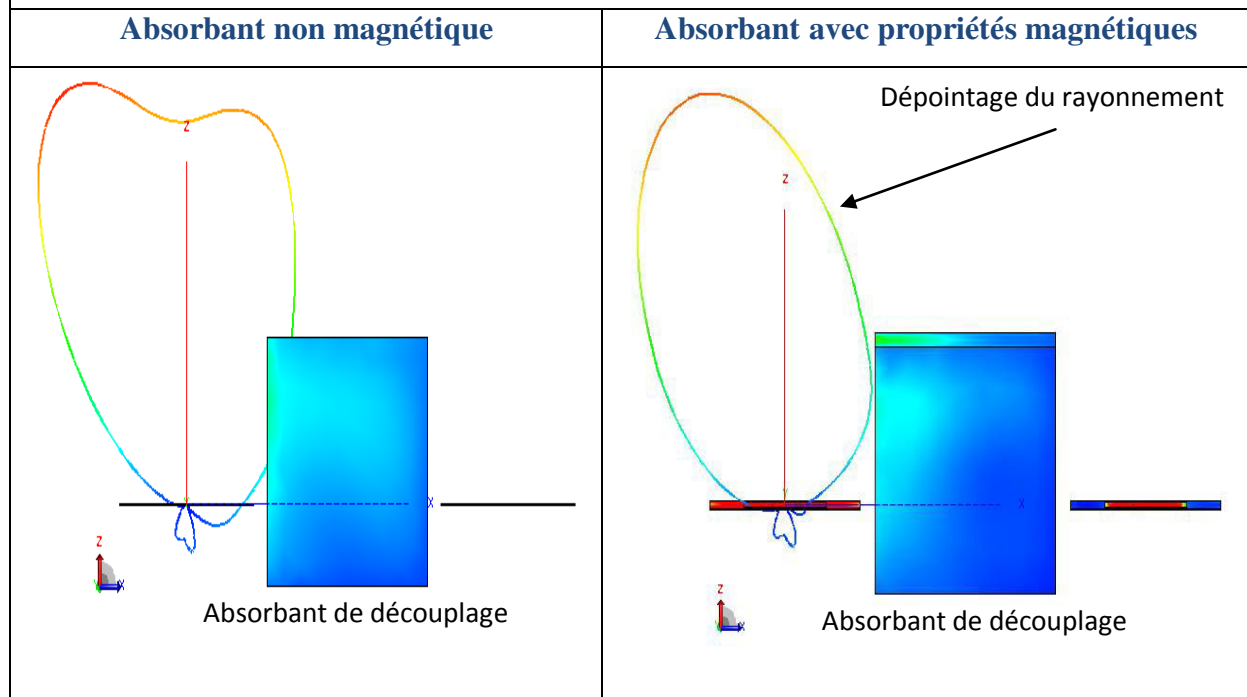
La modification du comportement du rayonnement de l'antenne est à souligner puisque la proximité de cette structure de découplage E.M ne donne pas une amplitude satisfaisante en termes de gain dans les deux cas en ce qui concerne un absorbant perméable ou pas (-0,45 dBi et 0 dBi contre 2,25 dBi).

Nous pouvons donc constater une baisse du gain à 0 dBi pour un absorbant aux propriétés magnétiques présentant un découplage de -35,5 dB.

Dans le cas d'antennes Patch, il est donc très délicat d'envisager de découpler ces antennes lorsqu'elles sont distantes d'une seule longueur d'onde avec un absorbant.

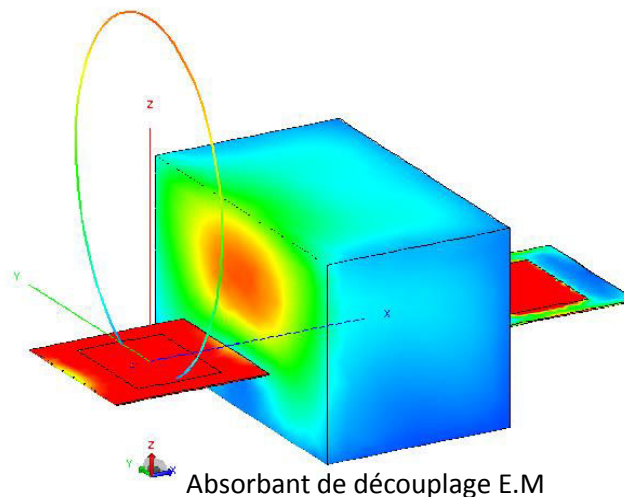
Absorbant électromagnétique

Coupe $\varphi^\circ = 0^\circ$



L'absorbant avec des propriétés magnétiques ne fournit pas un diagramme de rayonnement acceptable car nous constatons un léger dépointage à 345° . Dans l'autre cas, nous observons des oscillations d'amplitude 0,2 dB.

Coupe $\varphi^\circ = 90^\circ$



Dans cette coupe $\varphi^\circ = 90^\circ$, le diagramme de rayonnement est parfaitement symétrique quelle que soit la nature de la structure absorbante.

Figure n°59: Diagramme de rayonnement pour absorbant avec propriétés magnétiques ou pas

4.4.6 Les valeurs de $S_{2,1}$ pour une distance de 121,2 cm

Comme indiqué précédemment, l'effet de l'absorbant interposé entre deux antennes trop faiblement espacées entraîne une diminution du gain de l'antenne.

Nous envisageons donc d'éloigner les antennes à une distance de $2\lambda_0$ l'une de l'autre (121,2 cm). L'optimisation de la dimension de l'absorbant nous a conduit à doubler sa largeur L .

Distance 121,2 cm :

Nous donnons ici l'évolution du paramètre de transmission et du coefficient d'adaptation de l'antenne patch pour cette distance D_{ER} .

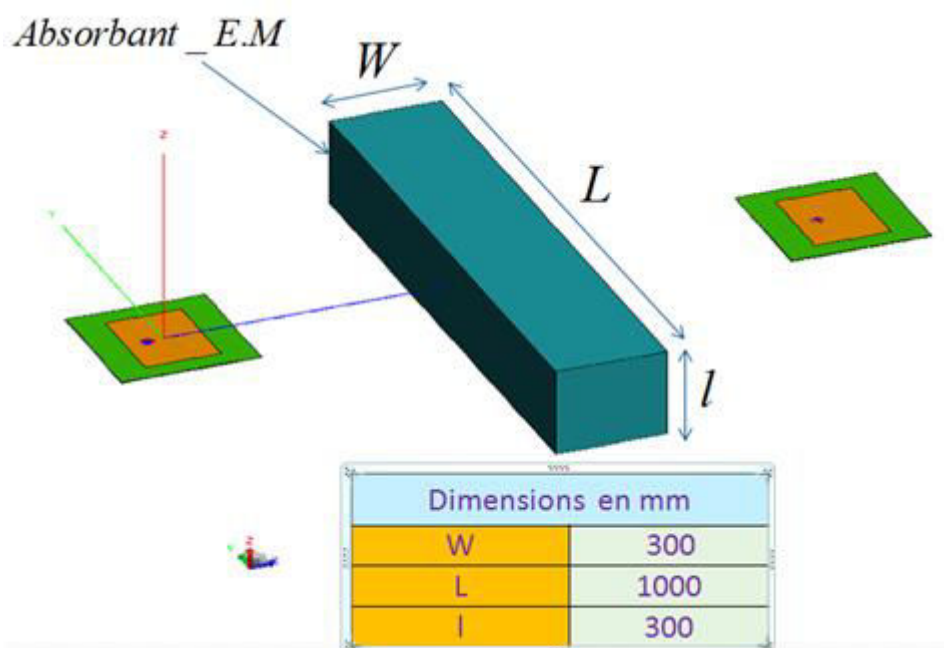


Figure n°60: Patches en espace libre en présence d'un absorbant pour $D_{ER} = 121,2$ cm.

Paramètres du Matériau:	Z_a en Ω		$S_{1,1}$ (dB)	$S_{2,1}$ (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M :		Ouverture à -3dB Coupe E.M :	
					Phi = 0° Thêta = 0°	Phi = 90° Thêta = 90°	Phi = 0°	Phi=90°
	$F_0 = 494.5\text{MHz}$	Patches sans absorbant		-19	-41	1.8		94°/96°
PETP perméable :	185	$\mu_r = 1$	-19	-38	2.1		83°/100°	
$\epsilon_r = 3.5$	346	$\mu_r = 3.5$	-19	-44	2.4		77°/96°	

Figure n°61: Caractéristiques de rayonnement et valeurs de découplage dans le cas d'un absorbant pour $D_{ER} = 121,2\text{ cm}$

Nous observons que la présence de la structure absorbante aux caractéristiques magnétiques améliore le découplage électromagnétique de 3 dB pour une impédance d'absorbant Z_a correspondant à 346Ω .

En outre, nous observons que si la structure absorbante ne comporte pas des caractéristiques intrinsèques à caractère magnétique, le couplage entre les antennes est renforcé : $S_{2,1} = -38\text{ dB}$.

Compte tenu des diagrammes de rayonnement obtenus avec un seul absorbant comme dispositif de découplage électromagnétique, nous avons placé la même structure absorbante en position symétrique au regard du patch. Nous allons donc optimiser la performance de découplage électromagnétique et la préservation des caractéristiques de rayonnement des deux patches en exploitant des avantages offertes par les deux absorbants. Nous illustrons notre analyse par les résultats de simulation obtenus pour ce dispositif absorbant.

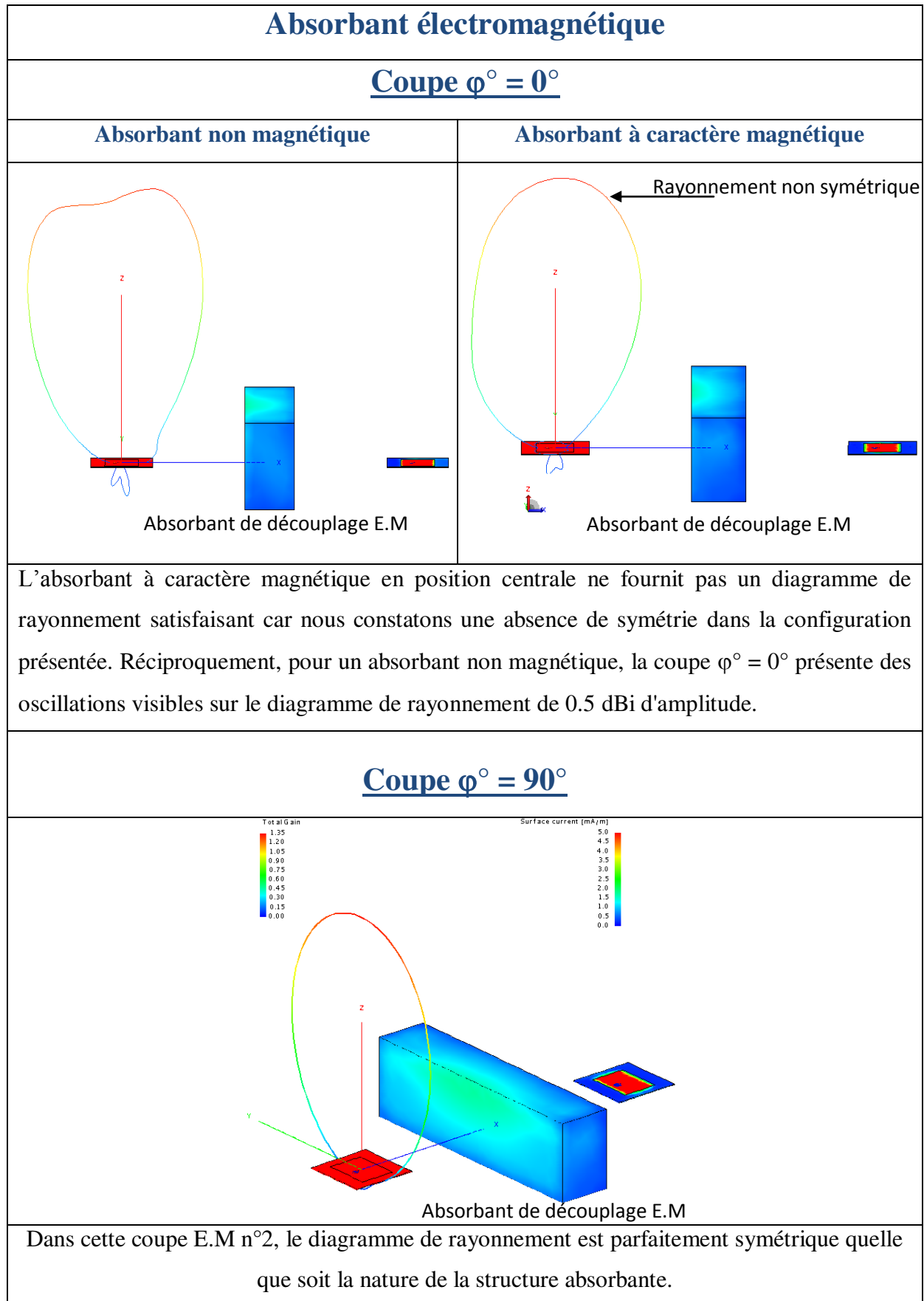


Figure n°62 : Diagramme de rayonnement pour absorbant avec propriétés magnétiques ou pas

4.4.7 Schéma de principe pour une distance de 121,2 cm

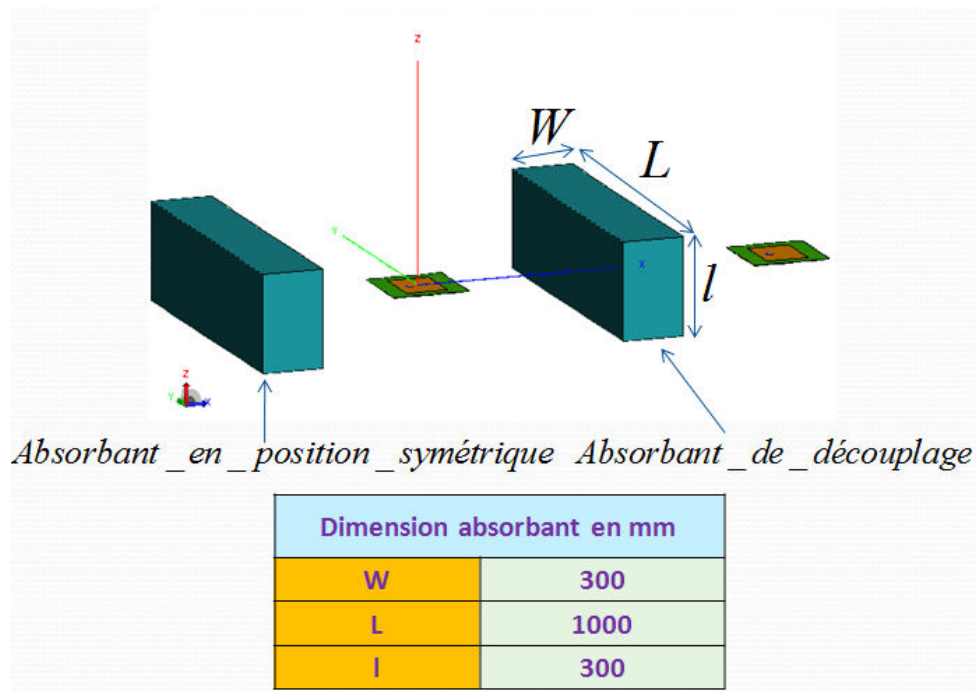


Figure n°63: Dimensions de l'absorbant pour une distance de 121,2 cm

4.4.8 Les valeurs de S2,1 pour les deux absorbeurs

Paramètres du Matériau: Fo = 494.5MHz PETP perméable : $\epsilon_r = 3.5$	Za en Ω		S _{1,1} (dB)	S _{2,1} (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M :		Ouverture à -3dB Coupe E.M :	
					Phi = 0° Thêta = 0°	Phi = 90° Thêta = 90°	Phi = 0°	Phi=90°
	Patches sans absorbant			-19	-41	1.8		94°/96°
185	$\mu_r = 1$		-19	-40	2.1		75°/100°	
346	$\mu_r = 3.5$		-19	-45	3		64°/95°	

Figure n°64: Caractéristiques de rayonnement et valeurs de découplage dans le cas de deux absorbeurs pour $D_{ER} = 121,2$ cm.

Nous observons que la présence de la structure absorbante aux propriétés magnétiques qui se trouve dans la direction du patch victime améliore le découplage de 4 dB pour une impédance d'absorbant correspondant à Z_a de 346Ω .

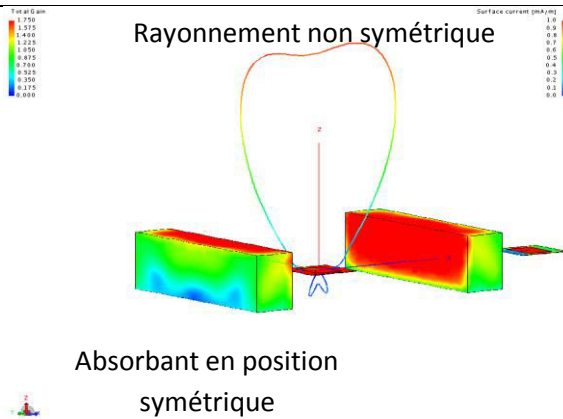
De plus, nous notons que si l'absorbant ne possède pas des caractéristiques intrinsèques magnétiques, nous n'obtenons pas d'amélioration de découplage : $S_{2,1} = -40$ dB.

En termes de gain, nous obtenons une amplitude satisfaisante, dans les deux cas exposés. A cet effet, ce gain est supérieur de 1,2 dBi par rapport à une situation de référence sans solution de filtrage avec 1.8 dBi.

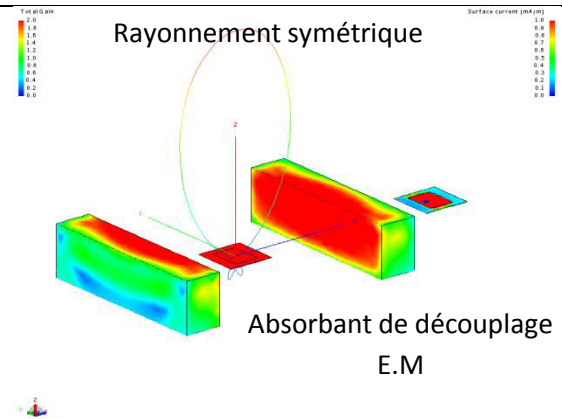
Absorbant électromagnétique

Coupe $\varphi^\circ = 0^\circ$

Absorbant non magnétique

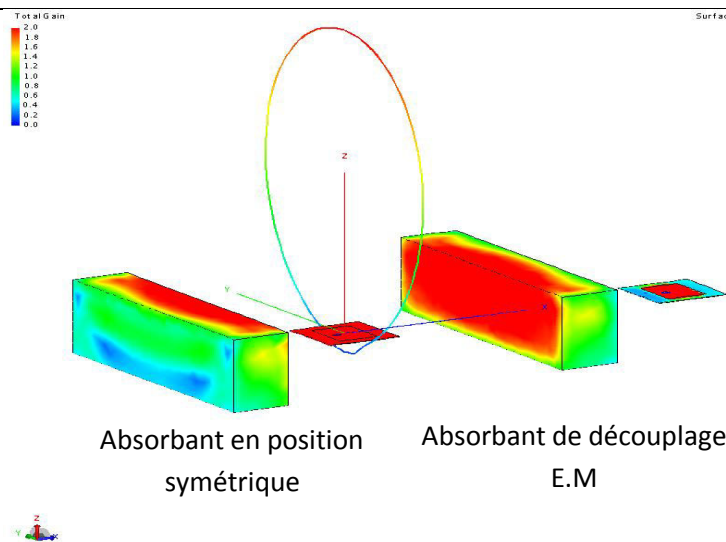


Absorbant perméable



L'absorbant aux propriétés magnétiques donne un résultat satisfaisant avec un gain de 3 dBi. Son diagramme de rayonnement est plutôt directif avec une ouverture à -3 dB de $64^\circ/95^\circ$. Pour un absorbant non magnétique, la coupe suivant $\varphi^\circ = 0^\circ$ comporte toujours des ondulations visibles dont l'amplitude reste toutefois faible (moins de 1 dBi).

Coupe $\varphi^\circ = 90^\circ$



Dans cette coupe E.M n°2, le diagramme de rayonnement est parfaitement symétrique quelle que soit la nature de la structure absorbante.

Figure n°65: Diagramme de rayonnement pour absorbant avec propriétés magnétiques ou pas

4.4.9 Absorbants en présence d'une paroi porteuse

La situation de découplage précédente concernait deux antennes en espace libre. Dans le contexte du projet SAMCOM, les antennes sont intégrées sur une paroi commune que nous considérons plane dans ce qui suit. Cette paroi est de nature composite. Il est d'autre part prévu qu'elle assure une fonction de blindage entre le milieu interne et le milieu externe vers lequel le rayonnement électromagnétique doit être émis. Cette paroi conductrice d'électricité, à l'instar de ce que nous avons étudié au chapitre précédent pour l'intégration d'antennes, modifie les conditions de découplage entre antennes.

Nous nous plaçons délibérément dans la situation où cette paroi est parfaitement conductrice d'électricité, c'est-à-dire de type CEP (conducteur électrique parfait).

Les antennes patch accordées à 500 MHz sont distantes de deux longueurs d'onde à la fréquence d'accord considérée. Elles sont toutes deux disposées sur une surface SHI (voir chapitre 3, section 3). Nous avons disposé les absorbants de manière symétrique afin de préserver le diagramme de rayonnement.

Nous présentons ici l'évolution du paramètre de transmission et du coefficient d'adaptation de l'antenne patch en fonction de la hauteur de l'absorbant. Nous considérons que les absorbants présentent des caractéristiques magnétiques ($\epsilon_r = \mu_r = 3,5$).

La largeur de l'absorbant occupe l'intégralité de la largeur de la paroi support. L'épaisseur est fixée à deux fois l'épaisseur de peau. Nous cherchons alors à optimiser la hauteur de l'absorbant. Le schéma de situation est donné à la figure n°66.

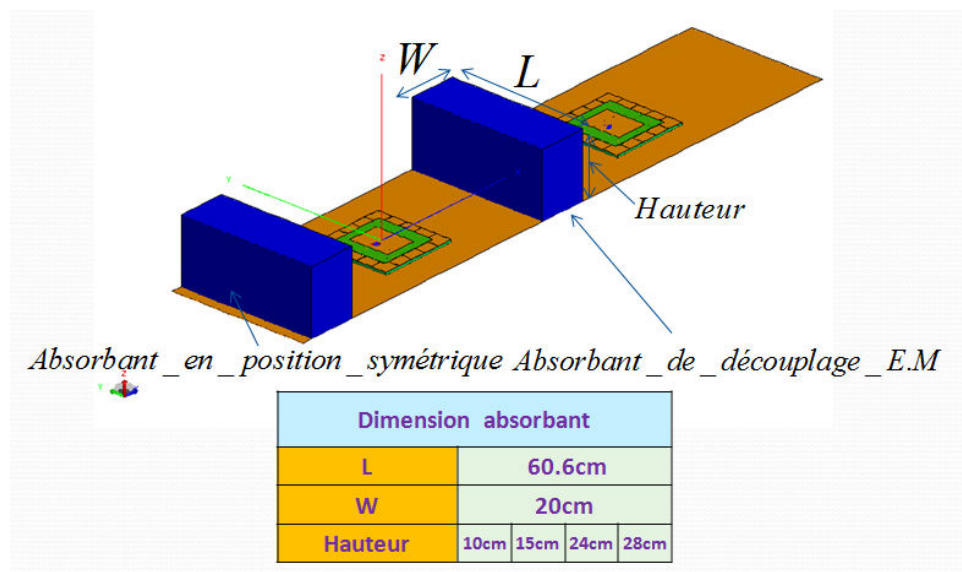


Figure n°66: Représentation de deux antennes patch disposées via une surface haute impédance au-dessus d'une paroi conductrice avec leurs absorbants respectifs.

Dans ces conditions, il convient évidemment de réétudier le dimensionnement géométrique de l'absorbant. En particulier, celui-ci sera disposé sur la surface extérieure de la paroi conductrice. Le rayonnement est désormais limité au demi-espace supérieur au plan, à l'exception d'un rayonnement arrière résiduel lié aux effets de bord de cette paroi limitée spatialement. Ces effets de bord peuvent naturellement contribuer au couplage entre les deux antennes.

Le couplage entre antennes sans absorbant est de -31 dB. Nous remarquons que cette valeur est supérieure (-41 dB) à la valeur trouvée en espace libre. Ceci s'interprète par la présence de la paroi dont la longueur est de 272 cm.

L'analyse a donc pour objectif, d'une part, d'évaluer la performance possible suivant la hauteur de l'absorbant et, d'autre part, de vérifier que la présence de l'absorbant n'affecte pas significativement le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission.

Nous avons réalisé des simulations sous FEKO afin d'en extraire les valeurs de découplage. Nous obtenons donc le tableau de la figure n°67.

Paramètres du Matériau: Fo = 494.5MHz PETP perméable : $\epsilon_r = 3.5$ $\mu_r = 3.5$	Za vaut 346 Ω / Hauteur en mm	S _{1,1} (dB)	S _{2,1} (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M :		Ouverture à -3dB Coupe E.M :	
				Phi = 0° Thêta = 0°	Phi = 90° Thêta = 90°	Phi = 0°	Phi=90°
				Patches sans absorbant	-19	-31	5.3
Hauteur=100	-23	-33	5.6	53°/65°			
Hauteur=150	-19	-35	6.2	62°/82°			
Hauteur=240	-13	-36	6.7	49°/63°			
Hauteur=280	-19	-37	6.8	47°/63°			

Figure n°67 : Caractéristiques de rayonnement et valeurs de découplage pour différentes hauteurs d'absorbants disposés selon la figure n°66.

Ce résultat montre qu'un compromis est possible entre hauteur de l'absorbant et performance de découplage. Il faut noter cependant que cette solution entraîne une diminution

de l'ouverture du lobe principal de rayonnement car nous passons de 62° à 47° pour la coupe $\varphi^\circ=0^\circ$.

Nous remarquons que les performances de découplage de l'absorbant électromagnétique sont élevées pour des hauteurs importantes.

Pour des hauteurs relativement faibles, c'est à dire inférieures à 10 cm, l'absorbant perd son efficacité de découplage.

Toutefois, il faut atteindre une hauteur de 15 cm pour observer un découplage intéressant. Pour des hauteurs supérieures à 15 cm, les deux antennes sont correctement découplées.

Nous constatons des diagrammes de rayonnement qui comportent des oscillations de 1 à 2 dBi suivant la coupe $\varphi^\circ = 0^\circ$ pour des hauteurs qui n'excèdent pas 15cm.

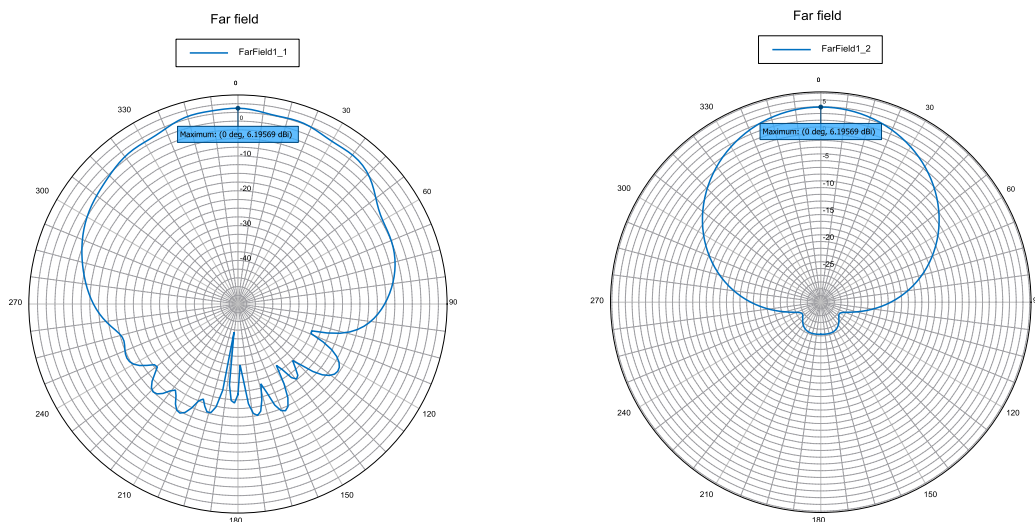


Figure n°68: Diagramme de rayonnement suivant les deux coupes pour la situation absorbant H=15cm.

Avec l'augmentation de la taille de l'absorbant, les diagrammes de rayonnement deviennent plus directifs et le gain augmente alors à 6.75 dBi.

Finalement, il faut observer que cette performance de l'absorbant est liée à son encombrement qui lui permet d'intercepter une part significative du rayonnement direct de l'émetteur vers le récepteur. Nous devons analyser les densités de courants pour bien appréhender les phénomènes physiques d'où la figure n°69 :

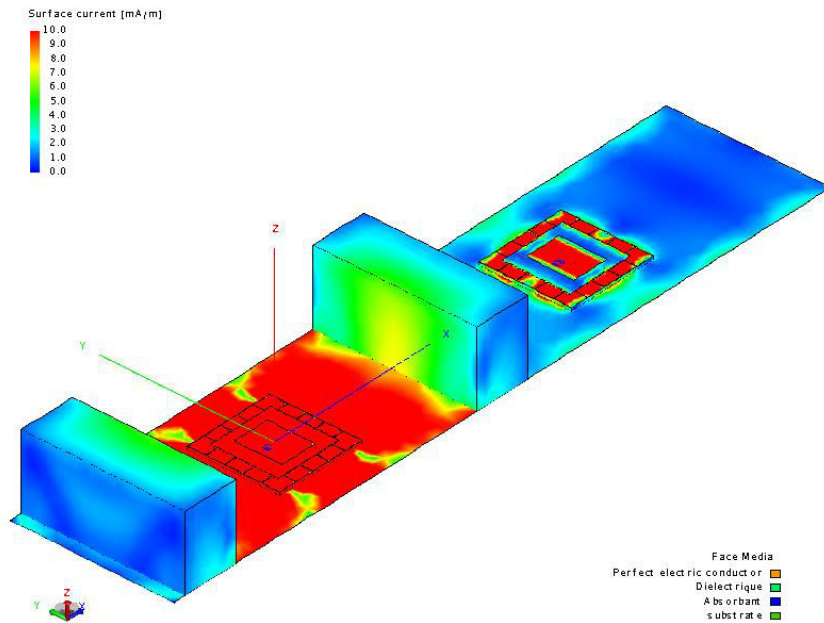


Figure n°69: Densité de courant sur les parties conductrices de l'objet calculé lorsque l'antenne située en bas de la figure est en émission. Les deux antennes sont situées au dessus d'une paroi conductrice et elles sont découplées par un absorbant de 15cm.

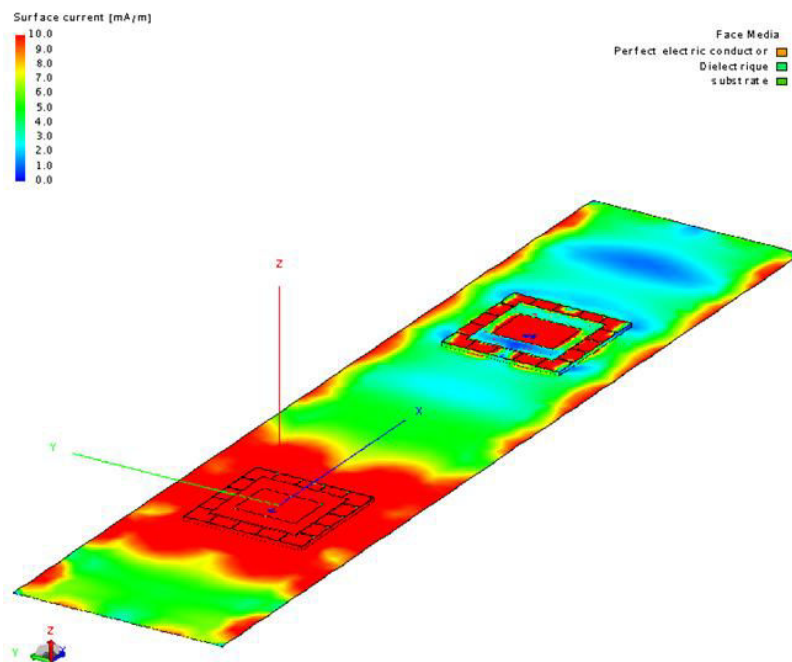


Figure n°70: Densité de courant sur les parties conductrices de l'objet calculé lorsque l'antenne située en bas de la figure est en émission. Les deux antennes sont situées au dessus d'une paroi conductrice.

Nous observons des distributions de courants qui entraînent des effets de bords.

La juxtaposition directe de l'absorbant participe également, au moins partiellement, de la modification des densités de courants induits sur la paroi conductrice et des rayonnements parasites qui peuvent en découler.

Nous observons des densités de courant non négligeables sur la paroi conductrice d'électricité de l'antenne d'émission, entre les deux absorbants.

Cette distribution de courant se trouve fortement réduite derrière l'absorbant de découplage, dans la zone de l'antenne de réception.

L'interposition d'un absorbant électromagnétique entre les deux antennes a permis d'une part d'intercepter le rayonnement résiduel en ligne de vue directe et en incidence rasante entre les deux antennes et d'autre part de limiter l'altération du diagramme de rayonnement.

En conclusion, cette solution de découplage étudiée est la plus intuitive. Il s'agit d'une solution souvent très adaptée si l'impédance de l'absorbant est de l'ordre de grandeur de l'impédance d'onde dans l'air, et ce, sur toute la bande de fréquence de découplage souhaitée. Cependant, il s'agit d'une condition difficile à remplir, et peut nécessiter la mise au point de matériaux spécifiques. L'emploi d'absorbants à pertes diélectriques entraîne cependant des effets de bords, entraînant la mise en œuvre de hauteurs d'absorbants potentiellement bien supérieures à la hauteur des antennes et rend parfois nécessaire l'utilisation d'absorbants munis de propriétés magnétiques.

4.5 Surfaces artificielles de type BIE

4.5.1 Principe

La littérature scientifique [FAN 03], [FAR 10], [KIM 03] mentionne très largement l'utilisation des surfaces artificielles de type BIE dans le but de découpler deux antennes.

Dans [EVA 08], les chemins de couplage possibles sont de deux types entre deux antennes. Le premier chemin de couplage met l'accent sur le rayonnement direct en espace libre alors que le deuxième chemin de couplage résulte des courants de surface induits sur les parties conductrices d'électricité de la paroi composite supportant les antennes.

L'équipe de Rajo Iglesias dans [RAJ 08] présente la diminution du couplage mutuel entre antennes en exploitant la capacité des structures périodiques à supprimer les ondes/courants de surface dans la plage fréquentielle considérée. Nous allons donc utiliser les propriétés offertes par les surfaces artificielles pour découpler les deux antennes.

Ces structures se comportent comme un conducteur magnétique artificiel sur une gamme de fréquence prédéfinie. Mais elles possèdent un comportement Bande Interdite Electromagnétique (B.I.E) empêchant ainsi les courants de surface de se propager. La surface artificielle est composée de patches métalliques imprimés sur un substrat diélectrique relié au potentiel de masse par l'intermédiaire des vias.

Le pré-dimensionnement de la structure suit le principe évoqué pour la SHI, mais il n'y a aucune raison que les dimensions finales du BIE soient strictement identiques à celles définies pour la SHI.

La structure BIE doit être disposée sur un substrat dont la hauteur est suffisante pour intercepter un flux significatif de rayonnement d'une antenne vers l'autre. Autrement dit, son rôle ne se borne pas à limiter la propagation des courants sur la paroi.

Notre approche consiste à ajuster les dimensions de cette surface au moyen d'une simulation numérique entre des dipôles fictifs situés de part et d'autre de la structure. Ainsi, nous obtenons la valeur du découplage dans le domaine spectral en fonction de la fréquence.

Le modèle analytique de référence a été présenté au chapitre 3 section 3.3.3.

Nous procédons donc à un ajustement des valeurs de permittivité du substrat, et de la dimension des patches élémentaires correspondant à une fréquence du modèle analytique de

500 MHz. Une simulation FEKO avec ces paramètres montre toutefois que la fréquence pour laquelle le découplage maximum obtenu entre dipôles élémentaires est obtenu à la fréquence de 525 MHz.

Par conséquent nous ajustons progressivement la fréquence analytique du modèle en faisant varier les dimensions D et W de la cellule élémentaire.

Le tableau ci-dessous donne le meilleur ratio du découplage à 500MHz sous Feko pour différentes valeurs de fréquence du modèle analytique.

Nous avons comme permittivité $\epsilon_r=3$ et une hauteur de la cellule qui est de 3 cm.

Pour optimiser les valeurs de D et W, nous procédons par dichotomie.

Paramètre :	Fréquence du modèle analytique (MHz)	Distance : 120 cm							
		Situation de Référence		Structure B.I.E		Paramètre D en cm	Paramètre W en mm	Rapport : $S_{2,1 \text{ réf}} - S_{2,1 \text{ filtre}}$ (dB)	
		$S_{1,1}$ en linéaire	$S_{2,1}$ en dB	$S_{1,1}$ en linéaire	$S_{2,1}$ en dB				
Antennes doublets électriques élémentaires	460	0.999997	-132.4	0.999997	-144	8.15	1.63	11.6	500MHz
	500	0.999997	-132.4	0.999997	-134.5	6.89	1.37	2	525MHz

Figure n°71: Ajustement à 460 MHz, meilleure performance de découplage

Pour cette fréquence d'ajustement de 460 MHz, nous obtenons le meilleur découplage. Les dimensions qui conviennent donc pour le découplage sont de 81,50 mm et 79,87 mm qui sont respectivement les dimensions de D et D'.

4.5.2 Découplage $S_{2,1}$

Comme nous avons réussi à dimensionner la structure BIE en tenant en compte des caractéristiques de découplage à partir des antennes dipôles élémentaires, nous pouvons passer aux antennes patches.

Les deux antennes sont situées au dessus d'une paroi conductrice et sont découplées par une structure de type BIE. De plus, les deux patches sont accordés à 496 MHz et sont distants de deux fois la longueur d'onde (120 cm).

Nous obtenons la performance de découplage suivante avec et sans BIE :

Antennes patchs fonctionnant à $F_0 = 496\text{MHz}$	Distance D_{ER} entre deux patchs vaut 121.2cm	$S_{1,1}$ (dB)	$S_{2,1}$ (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M :		Ouverture à -3dB Coupe E.M :	
				Phi = 0° & Phi = 90°		Phi = 0°	Phi=90°
	Patchs en position initiale sans BIE		-13	-33.5	5		86°/87°
Patchs avec BIE		-13	-46	5.3		74°/75°	

Figure n°72: Caractéristiques de rayonnement et valeurs de découplage entre deux patchs

Nous avons une amélioration du niveau de découplage de 12,5 dB par rapport à une situation de référence sans B.I.E, ce qui constitue une très bonne performance.

La figure n°73 montre clairement le rôle d'écran joué par la structure B.I.E du point de vue des courants de surface se propageant sur les différentes parties conductrices constituant le volume de calcul (antennes, parois conductrice, BIE).

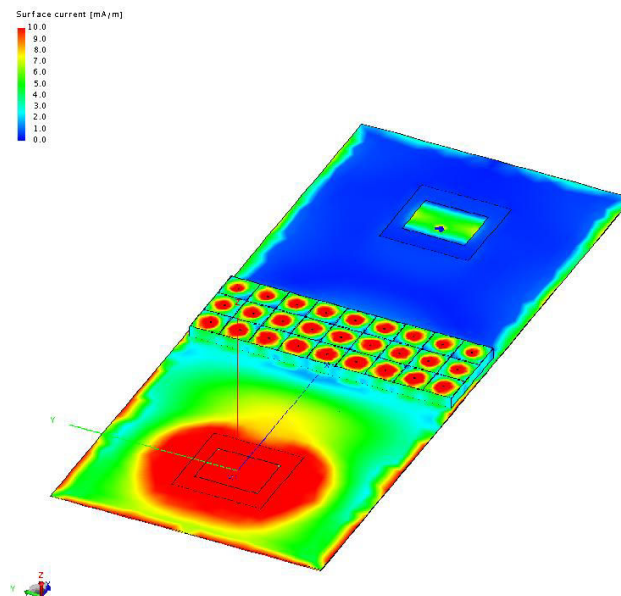


Figure n°73: Densité de courant sur les parties conductrices de l'objet calculé lorsque l'antenne située en bas de la figure est en émission. Les deux antennes sont situées au dessus d'une paroi conductrice et découplées par une structure BIE.

Les effets de bords en provenance du plan de masse structure contribuent à influencer le découplage car nous observons des densités de courant relativement importantes sur les bords du plan dans la zone du patch d'émission. Il existe également des densités de courant importantes au niveau des vias.

La figure n°74 indique que le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission est légèrement affecté par la présence de la surface B.I.E au regard de la situation sans BIE. La symétrisation des absorbants peut également pallier cet effet.

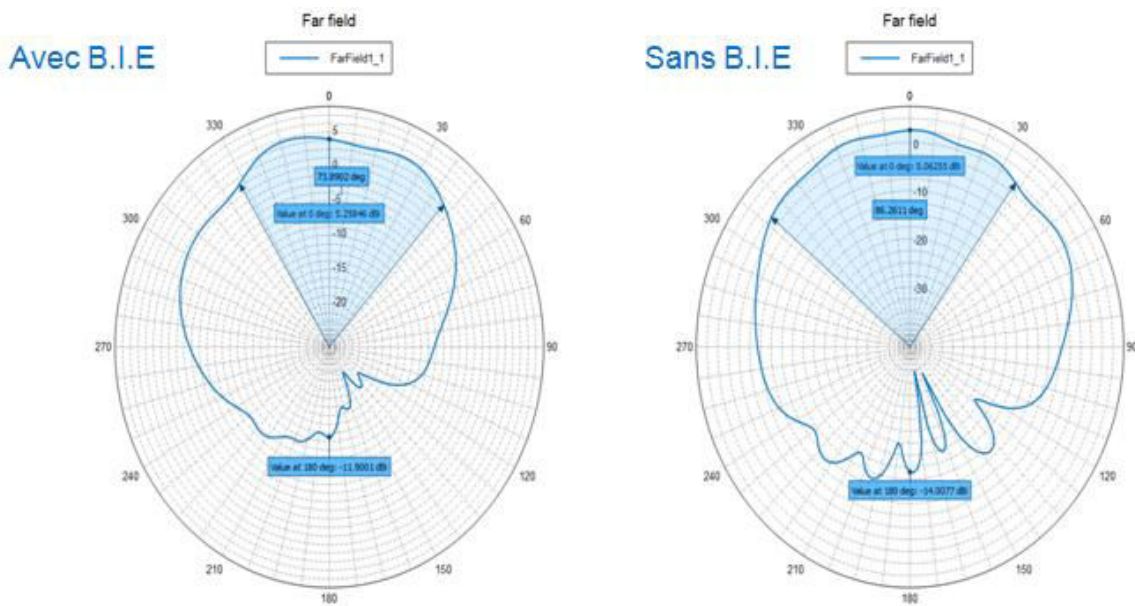


Figure n°74: Diagramme de rayonnement avant insertion d'une structure BIE puis après son insertion.

4.5.3 Conclusion

La structure BIE présente de bonnes performances de découplage mais elle reste cantonnée à des bandes étroites de fonctionnement.

L'efficacité de la structure B.I.E est souvent associée à la fréquence de résonance, l'espace entre les motifs, les caractéristiques du substrat utilisé, le nombre de rangées et pour finir le type de motif. Pour conclure, la structure BIE vient contrecarrer la propagation des courants de surface sur la partie conductrice d'électricité en provenance du patch d'émission et en direction du patch victime.

4.6 Tige conductrice unique ou en faible nombre

4.6.1 Principe

Nous envisageons dans ce qui suit d'interposer entre deux antennes un simple dispositif perturbateur constitué d'une tige conductrice unique ou associée à d'autres tiges en tout petit nombre.

Une telle structure élémentaire sera le siège de courants induits par le rayonnement de l'antenne d'émission ou plus exactement par la composante du rayonnement polarisée suivant l'orientation de cette tige. Si une telle tige n'est pas chargée, elle sera elle-même l'origine d'un rayonnement qui peut potentiellement contribuer au découplage entre antennes.

4.6.2 Approche théorique de l'effet du découplage apporté par une tige

Le modèle possible permettant d'interpeler le rôle d'atténuation électromagnétique joué par une tige est décrit ci-dessous.

Le rayonnement initial est assimilable à un rayonnement en champ lointain à la distance D_{ER} , distance entre émetteur et récepteur.

Sans protection particulière, le champ reçu au niveau du récepteur est de type :

$$E_{R_D} = \frac{\sqrt{30 \cdot P_E \cdot G_E(\theta_1, \varphi_1)}}{D_{ER}} \quad [44]$$

Dans ce contexte G_E est le gain de l'émetteur dans la polarisation concernée du récepteur,

La tige dont le diamètre est très petit au regard de la longueur d'onde est placée dans la polarisation d'intérêt.

Le bilan du champ rayonné au niveau du patch victime, pour une distance D_{ER} , peut s'exprimer comme la superposition du champ en l'absence de la tige et de celui diffracté par la tige (compte tenu de la faible dimension de celle-ci) :

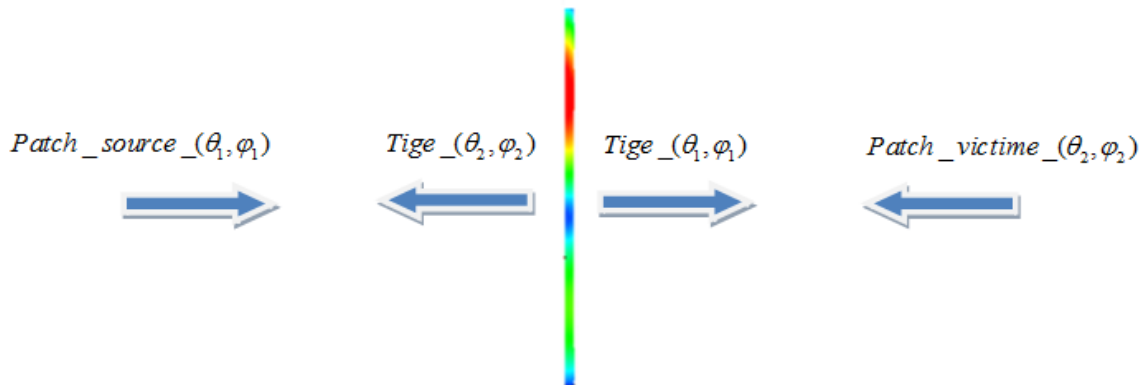
$$E_{Total_récepteur} = E_{R_D} + E_{ETR} \quad [45]$$

Le champ E_{ETR} représente le champ diffracté par la tige, vu du patch de réception.

En outre, la puissance reçue P_{R_T} par la tige peut s'écrire par la relation suivante :

$$P_{R_T} = \frac{\lambda_0^2}{(2\pi \cdot D_{ER})^2} \cdot G_E(\theta_1, \varphi_1) G_{Tige}(\theta_2, \varphi_2) P_E \quad [46]$$

$(\theta_1, \varphi_1), (\theta_2, \varphi_2)$ sont des doublets de valeurs qui sont définis dans les directions réciproques des deux antennes. La situation est décrite ci-dessous :



Si nous faisons l'hypothèse que la dissipation énergétique est inexistante sur la tige, le courant induit va intégralement être à l'origine d'un rayonnement électromagnétique dont le champ électrique peut être estimé par :

$$E_{ETR} = \frac{\sqrt{30 \cdot P_E \cdot G_{Tige}(\theta_1, \varphi_1)}}{D_{ER} / 2} \quad [47]$$

Compte tenu de la symétrie de la tige, nous écrivons :

$$G_{Tige}(\theta_1, \varphi_1) = G_{Tige}(\theta_2, \varphi_2) \quad [48]$$

autrement dit, nous obtenons :

$$E_{ETR} = \left[\frac{\lambda_0}{\pi \cdot D_{ER}^2} \cdot G_{Tige}(\theta_1, \varphi_1) \sqrt{30 \cdot P_E \cdot G_E(\theta_1, \varphi_1)} \right] \quad [49]$$

Puisque le champ diffracté par la tige et tangential à celle-ci est en opposition de phase au champ incident, nous admettons que le champ reçu par l'antenne de réception est la superposition du champ incident direct émis par l'antenne d'émission et du champ diffracté par la tige en opposition de phase avec le premier. Compte tenu de [45] la puissance totale devient :

$$E_{Total_récepteur} = \frac{\sqrt{30 \cdot P_E \cdot G_E(\theta_1, \varphi_1)}}{D_{ER}} - \frac{\lambda_0}{\pi \cdot D_{ER}^2} G_{Tige}(\theta_1, \varphi_1) \cdot \sqrt{30 \cdot P_E \cdot G_E(\theta_1, \varphi_1)} \quad [50]$$

D'ou

$$E_{Total_récepteur} = E_{R_D} \left(1 - \frac{\lambda_0}{\pi \cdot D_{ER}} G_{Tige}(\theta_1, \varphi_1) \right) \quad [51]$$

4.6.3 Le facteur A

Du point de vue du champ électrique, homogène à la racine de la puissance reçue, le champ diffracté s'exprime sous la forme de la racine carrée du terme qui est soustrait à l'unité dans l'équation n°51. Nous pouvons alors définir un facteur d'atténuation du champ électrique reçu au niveau de l'antenne de réception sous la forme :

$$A = \left[1 - \frac{\lambda_0}{\pi} \frac{1}{D_{ER}} G_{Tige} \right] \quad [52]$$

Dans cette expression de "A", D_{ER} représente la distance entre émetteur et récepteur alors que G_{Tige} exprime le gain présenté par son ré-rayonnement identique dans la direction de l'émetteur et dans celle du récepteur.

Le gain de la tige s'exprime en fonction du courant induit sur le dispositif de découplage E.M. Nous admettons que ce gain peut être assimilé par hypothèse à celui d'un dipôle de longueur correspondante à la longueur d'onde, soit environ 2,5 dB. Pour de grandes distances de séparation entre antennes ($D_{ER} \gg \lambda$), la tige en position verticale perd son efficacité et le facteur d'atténuation A tend vers l'unité.

En reprenant l'étude sur les solutions technologiques de découplage électromagnétique menée avec la tige verticale en présence des deux monopôles accordés à 1 440 MHz, nous remarquons que pour des distances respectives de D_{ER} correspondant à 30 cm jusqu'à 124,8cm, l'atténuation A donne successivement des atténuations de 7 dB jusqu'à 2 dB.

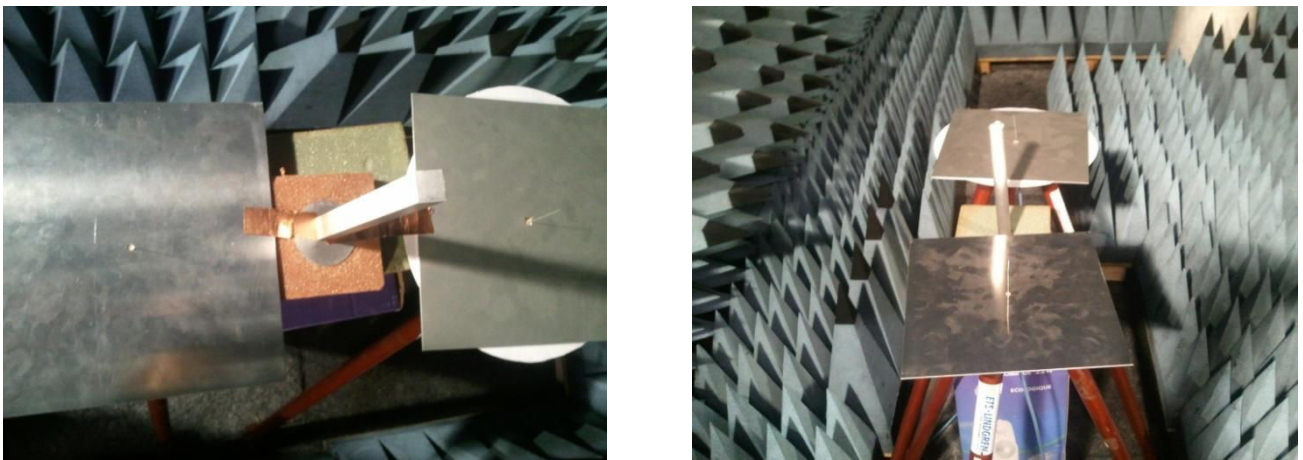


Figure n°75: Antennes monopôles avec la tige verticale

Paramètre :	Distance entre antennes	Coefficient d'atténuation A		
		A Théorique		A Expérimentale
		Linéaire	dB	dB
Monopôles 1440 MHz + Tige(λ_0) verticale	30 cm (1.4 λ_0)	0.43	-7.4	-7
	41.6 cm (2 λ_0)	0.60	-4.5	-5
	83.2 cm (4 λ_0)	0.80	-2	-3
	124.8 cm (6 λ_0)	0.86	-1.4	-2

Figure n°76: Coefficient d'atténuation A

La formulation théorique de A est en accord avec les mesures obtenues expérimentalement.

4.6.4 Découplage d'antennes Patch au moyen d'une tige verticale

Nous présentons ici une analyse de l'effet d'une tige métallique de dimension λ_0 sur les caractéristiques de découplage électromagnétique entre deux antennes patchs disposées en espace libre. Nous avons réalisé des investigations électromagnétiques de ces structures métalliques dans une plage fréquentielle accordée en F_0 en exploitant le logiciel Feko (EMSS).

La performance de découplage et la préservation des caractéristiques de rayonnement des deux patchs en présence d'une tige métallique sont étudiées simultanément en fonction de la distance entre antenne et de la disposition spatiale de la structure de filtrage.

Nous illustrons notre étude par les résultats de simulation obtenus pour la solution électromagnétique de type tige métallique verticale.

Le schéma de situation est donné par la figure n°77 ci-dessous :

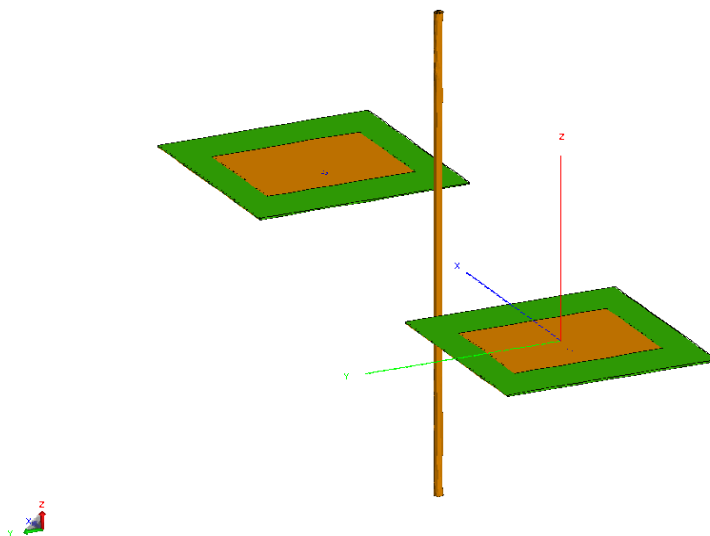


Figure n°77: Patchs en espace libre en présence d'une tige métallique verticale

4.6.5 Les valeurs de S_{2,1}

Nous présentons ici l'évolution du paramètre de transmission et du coefficient d'adaptation de l'antenne patch en fonction de la distance. Les caractéristiques de rayonnement complètent le tableau ci-dessous.

Antennes patchs avec tige comme solution électromagnétique		Fréquence (MHz)	S _{1,1} (dB)	S _{2,1} (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M :		Ouverture à -3dB Coupe E.M :	
					Phi = 0° Thêta = 0°	Phi = 90° Thêta = 90°	Phi = 0°	Phi=90°
					D _{ER} = 60.6cm	Situation de référence	490	-13
	Tige	500	-15	-43.5	1.3		79°/97°	
D _{ER} = 121.2cm	Situation de référence	494.5	-14	-40.7	1.26		95°/96°	
	Tige	511	-18	-49	1.26		89°/96°	

Figure n°78: Caractéristiques de rayonnement et valeurs de découplage dans le cas de la tige verticale.

Nous remarquons que la présence de la tige améliore significativement le découplage électromagnétique par rapport à une situation de référence sans tige.

Nous obtenons des résultats convenables pouvant atteindre jusqu'à 11,5 dB de découplage supplémentaire pour une distance D_{ER} de 60,6 cm (1 λ_0) et 8,3 dB à 121,2 cm (2 λ_0). La structure métallique offre donc la particularité de garder son efficacité pour les deux distances.

Seule une dérive de la fréquence d'accord F₀ est à souligner pour les deux situations. Ce changement est provoqué par l'action du dispositif de découplage électromagnétique.

Toutefois, le coefficient d'adaptation de l'antenne reste toujours correct.

Nous remarquons que l'angle d'ouverture diminue par rapport à une situation sans tige. En outre, le gain de la configuration tige, pour une distance D_{ER} de 60,6 cm, est en baisse (1.3 dBi).

4.6.6 Courants induits sur la tige

Cas n°1 : distance à 60,6 cm

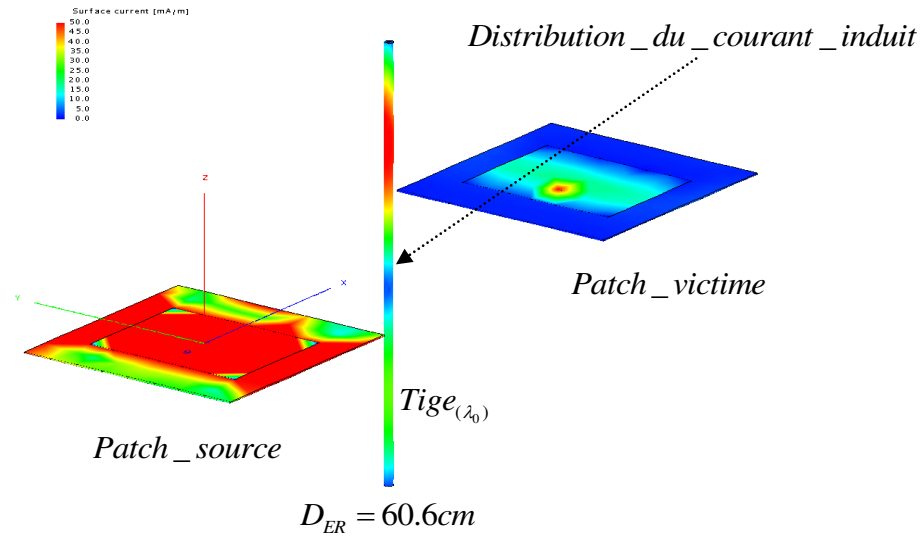


Figure n°79: distribution de courant sur la tige pour $D_{ER} = 60.6 \text{ cm}$

La distribution spatiale du courant sur la tige est variable. Elle semble atteindre des maxima :

- ✚ 50mA/m à $\underline{\lambda_0/4}$,
- ✚ 30mA/m à $3 \underline{\lambda_0/4}$.

Cas n°2 : distance à 121,2 cm

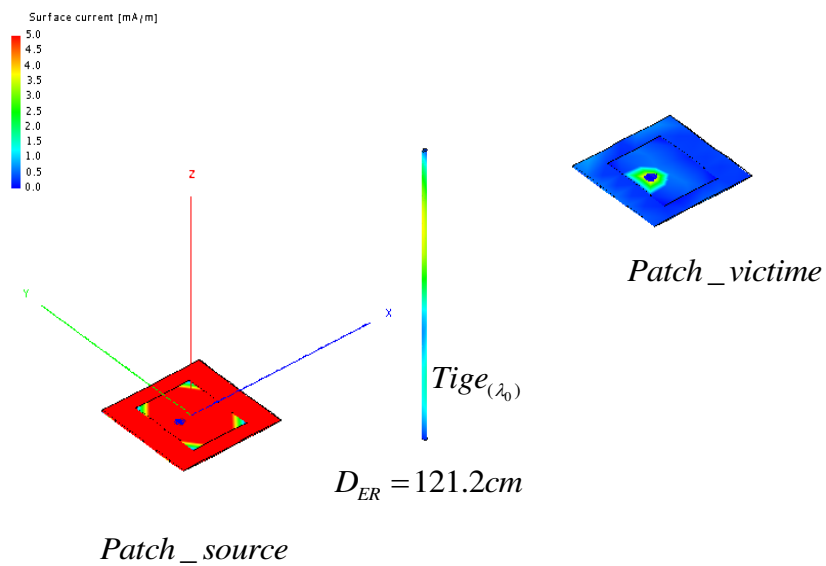


Figure n°80: distribution de courant sur la tige pour $D_{ER} = 121,2 \text{ cm}$

4.6.7 Tige métallique verticale en présence d'une paroi

Nous disposons deux antennes patchs sur une paroi conductrice d'électricité. Les antennes patchs sont placées sur des structures en SHI et elles sont distantes de deux longueurs d'onde. Sans disposition particulière, nous trouvons un découplage de -41 dB. Avec la présence de la tige verticale de longueur $\lambda_0/2$, la valeur du découplage est de -43 dB.

Le schéma de situation est le suivant :

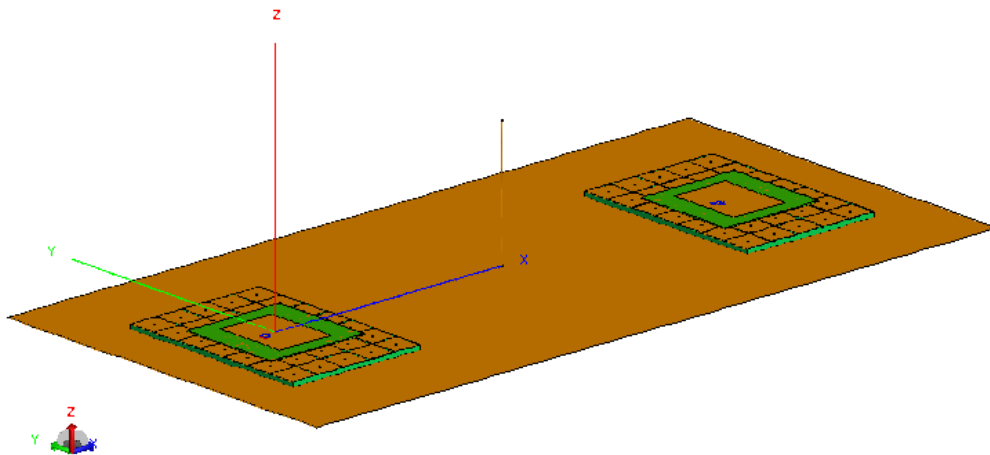


Figure n°81: Représentation de deux antennes patch disposées via une surface haute impédance au dessus d'une paroi conductrice. Une tige conductrice est interposée entre les deux antennes pour assurer un découplage.

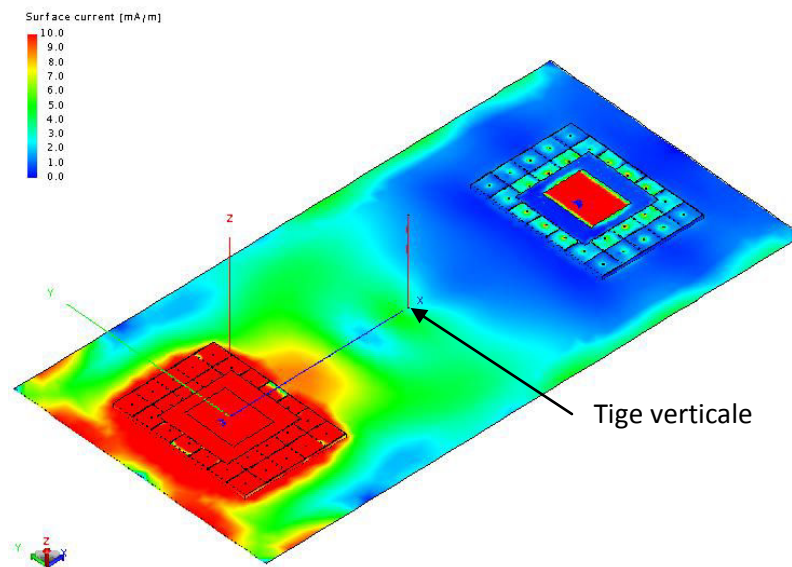


Figure n°82: Densité de courant sur les parties conductrices de l'objet calculé lorsque l'antenne située au bas de la figure est en émission.

L'amélioration du découplage apportée par cette structure tige est de l'ordre de 2 dB lorsqu'elle est insérée entre deux antennes patch accordées à 495 MHz et distantes de deux fois la longueur d'onde (120 cm).

En présence d'une paroi dans laquelle est insérée une couche conductrice, le champ électrique, quelle que soit l'antenne à l'origine du rayonnement, sera préférentiellement polarisé à la verticale de la paroi.

Ceci élimine d'emblée la solution basée sur l'interposition d'une ou de quelques tiges conductrices horizontales entre antennes.

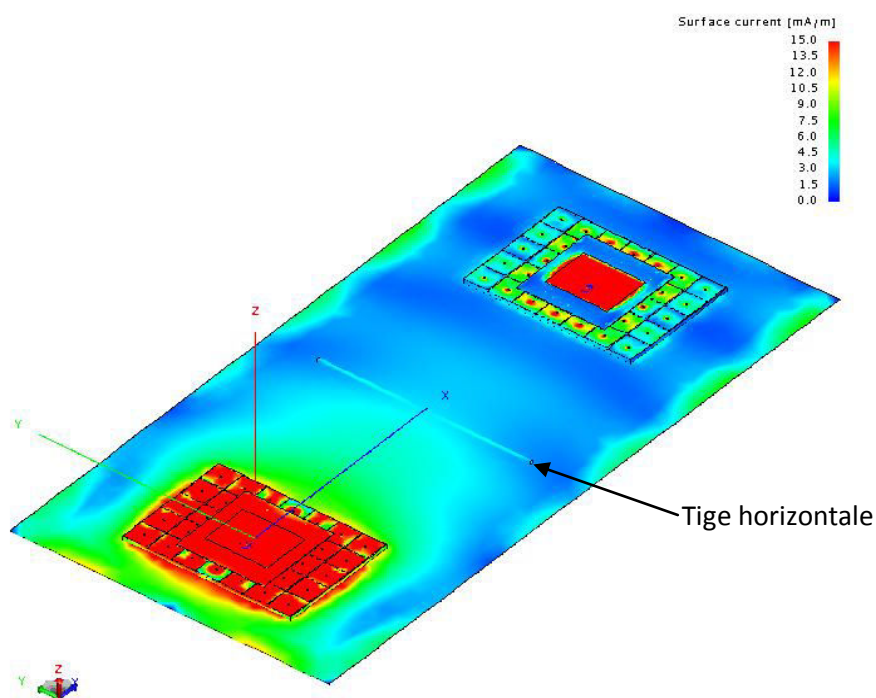


Figure n°83: Densité de courant sur les parties conductrices de l'objet calculé lorsque l'antenne située au bas de la figure est en émission. Les deux antennes sont situées au-dessus d'une paroi conductrice et une tige horizontale est centrée au milieu des deux antennes.

La solution de type tige horizontale n'apporte pas de découplage entre les deux antennes. Nous obtenons un $S_{2,1} = -32$ dB, ce qui correspond au $S_{2,1}$ sans la protection.

La distribution de courant sur la tige horizontale prouve que cette solution n'influence pratiquement pas le couplage entre les deux patchs, ce qui était attendu.

Seule subsiste la solution potentielle basée sur une ou plusieurs tiges verticales. Cette solution reste toujours envisageable.

4.6.8 Conclusion sur la tige

La tige métallique est une solution légère et peu coûteuse qui apporte un certain degré d'amélioration de découplage non négligeable. Cependant, associée à une paroi conductrice d'électricité, la tige métallique devient une solution plutôt bande étroite et elle apporte une contribution insuffisante au regard des autres solutions.

Dès lors, nous introduisons une nouvelle solution basée sur une forêt de tiges.

Nos travaux récents nous ont amenés à développer cette solution sous un angle très différent en vue d'anticiper la tâche relative aux antennes complexes. Le principe de cette solution déclinée sous la forme de forêt de tiges est montré au paragraphe suivant.

4.7 Forêt de tiges périodiques (ou milieu dilué en dessous de la résonance plasmon)

4.7.1 Principe de fonctionnement

Cette nouvelle structure de découplage consiste en un milieu de type méta-matériau (c'est-à-dire réductible à un milieu artificiel assimilable à un milieu homogène effectif) dans une bande de fréquence où aucune propagation n'est possible.

En prenant comme hypothèse que ce milieu sera constitué par un agencement périodique d'éléments conducteurs d'électricité disposés dans un volume délimité, ces milieux sont tels que la périodicité du motif est bien inférieure à la longueur d'onde.

J. Pendry [PEN 98] a montré que lorsque la fréquence de l'onde électromagnétique incidente dans ce milieu était inférieure à la fréquence dite fréquence plasmon, le milieu effectif de cette structure est représenté par un milieu diélectrique de permittivité diélectrique négative (donc d'indice négatif). L'examen de la constante de propagation du milieu montre que celle-ci est alors un réel pur et que l'onde incidente est alors évanescence dans ce milieu.

La fréquence dite fréquence plasmon tire son nom d'oscillations spatiales du plasma d'électron que l'on obtient dans un solide conducteur à des fréquences très élevées (de l'ordre de 100 THz) et liée à l'apparition de forces de rappel au sein du plasma d'électron. Le fait de diluer le métal dans l'air diminue très fortement la densité des électrons et ramène la fréquence plasmon dans les gammes de fréquences microondes ou radiofréquences.

En deçà de la fréquence plasmon le milieu est non propagatif et peut présenter donc, de ce fait, une alternative intéressante à l'absorption d'énergie. Par ailleurs au-delà de la fréquence plasmon, un tel milieu se comporte comme un milieu à bande interdite partielle et peut de nouveau contribuer (ou non) au découplage suivant la caractéristique de dispersion du milieu.

La structure que nous devons analyser (figure n°84) est constituée d'un réseau périodique 2D de tiges métalliques de rayon r_a . Ce dernier est très faible par rapport à l'espacement entre les tiges P_x ou P_y . Ce modèle analytique considère uniquement l'interaction d'un champ électrique appliqué parallèlement aux tiges d'un réseau carré.

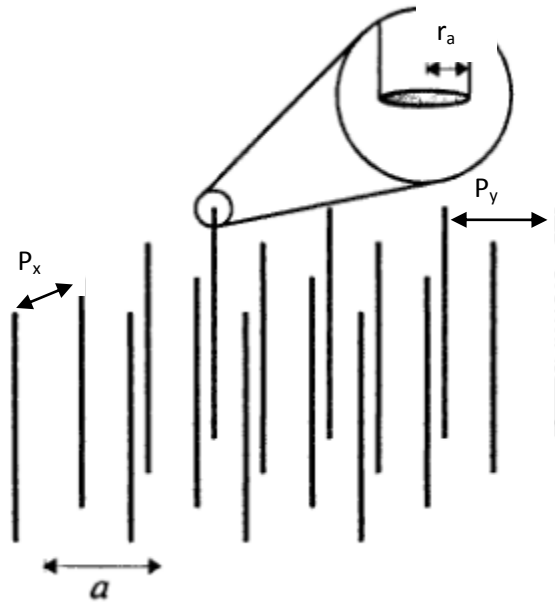


Figure n°84: Réseau de tiges métalliques de rayon r_a et de période P_x et P_y (Figure empruntée à l'article original de J. Pendry)

La pulsation plasma (ω_p), selon le modèle approché de Pendry, s'écrit sous la forme suivante ($P=P_x=P_y$) :

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c_0^2}{P^2 \ln\left(\frac{P}{r_a}\right)} \quad [53]$$

où c_0 représente la vitesse de la lumière dans le vide.

La fréquence plasma f_p sera définie par la fréquence limite au delà de laquelle le milieu devient propagatif. Au delà de cette fréquence, la propagation peut cependant rester interdite dans certaines directions de propagation et dans certaines bandes de fréquence (c'est alors assimilable à une structure de type B.I.E).

4.7.2 Découplage par forêt de tige appliqué à des antennes patches

Les antennes patches sont montées sur une paroi avec la forêt de tiges et elles sont distantes de deux longueurs d'onde. La figure n°85 montre cette disposition. La forêt de tiges est constituée de cinq rangées de cinq tiges. Les tiges ont une hauteur de 15 cm représentant le quart de la longueur d'onde à 500 MHz et l'espacement entre chaque tige représente un huitième de la longueur d'onde, à savoir 7,5 cm. Le rayon des tiges est fixé à 2 mm. Dans ces conditions la fréquence plasmon (840 MHz) est localisée bien au-delà de la fréquence d'accord des antennes patch qui est figée à 500 MHz.

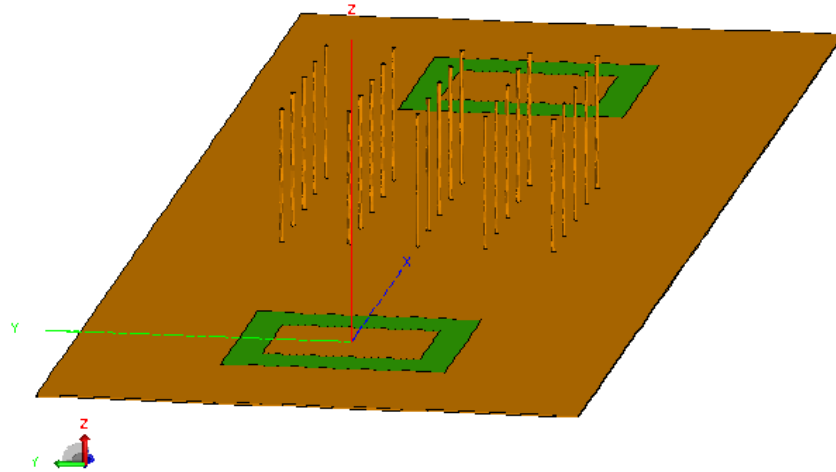


Figure n°85: Forêt de tiges insérée entre deux antennes patches au-dessus d'une paroi conductrice pour une distance d'une longueur d'onde.

Les résultats de simulation associés à la configuration de la figure n°85 sont synthétisés à la figure n°86 :

Antennes patches fonctionnant à $F_0 = 496\text{MHz}$	Distance D_{ER} entre deux patches vaut 121.2cm	$S_{1,1}$ (dB)	$S_{2,1}$ (dB)	Gain (dBi) Coupe E.M :		Ouverture à -3dB Coupe E.M :	
				Phi = 0° & Phi = 90°		Phi = 0°	Phi=90°
		Patches en position initiale sans forêt de tiges	-13	-33.5	5		86°/87°
	Patches avec forêt de tiges $F_0 = 495\text{MHz}$	-13	-43.5	4.2		98°/86°	

Figure n°86: Caractéristiques de rayonnement et valeurs de découplage de l'ensemble patches avant et après insertion d'une forêt de tiges montée sur une paroi conductrice d'électricité.

La fréquence d'accord a été légèrement modifiée à cause des tiges.

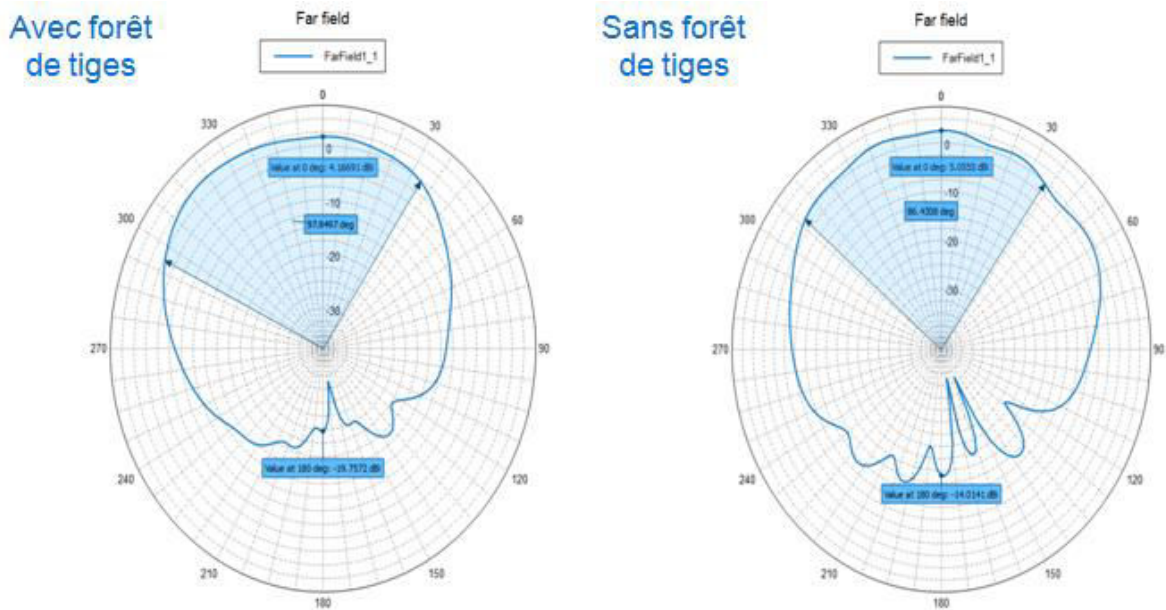


Figure n°87: Diagramme de rayonnement avant insertion d'une forêt de tiges puis après son insertion.

Cette structure composée de N tiges permet l'obtention d'une amélioration de performance de découplage de 10,5 dB. Ce qui est comparable à la solution de type BIE et, à encombrement identique, bien meilleure qu'une solution basée sur l'absorption d'énergie. Cette solution demeure tout à fait acceptable.

Nous observons à partir des graphes concernant les diagrammes de rayonnement de la figure n°87 que la coupe suivant $\varphi^\circ = 0^\circ$ possède un lobe principal qui est légèrement altéré. La forêt de tiges affecte légèrement le diagramme de rayonnement en direction du patch victime.

La figure n°88 illustre les différences observées sur les densités de courant avant et après insertion du réseau de tiges.

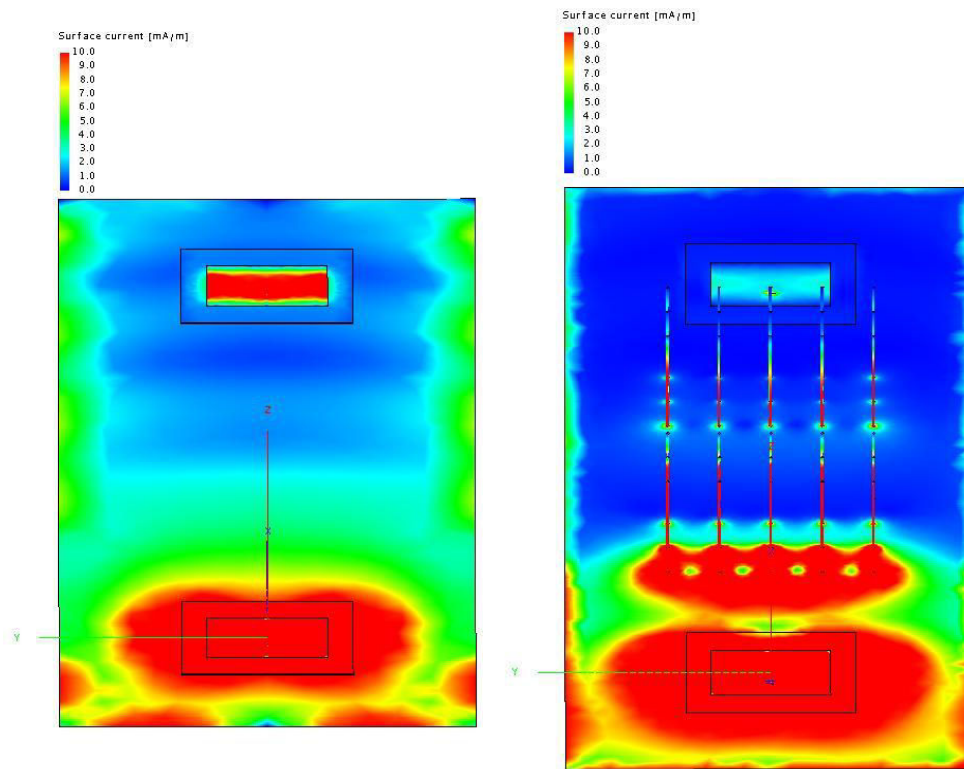


Figure n°88: Densités de courant observées avant insertion d'une forêt de tiges (à gauche) puis après son insertion (à droite).

Nous constatons que la forêt de tiges vient contrecarrer la propagation des courants de surface émanant du patch source en direction du patch victime.

La figure n°88 montre clairement le rôle d'écran joué par cette structure du point de vue des courants de surface se propageant sur les différentes parties conductrices constituant le volume de calcul.

4.7.3 Forêt de tiges comme solution large bande

L'étude du comportement large bande d'une forêt de tiges est ici réalisée au moyen d'une simulation de découplage entre deux dipôles élémentaires situés au-dessus d'une paroi conductrice d'électricité.

Désormais, la forêt de tiges est insérée entre deux antennes de type dipôle élémentaire en polarisation verticale et situées à mi-hauteur de la forêt de tiges, qui par conséquent sont fortement couplées en l'absence de toute protection. La figure n°89 illustre ce scénario de calcul.

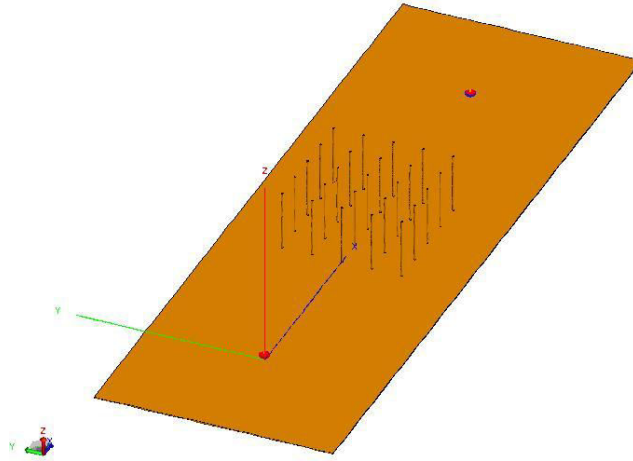


Figure n°89: Etude fréquentielle d'une forêt de tiges entre deux dipôles élémentaires en polarisation verticale à mi-hauteur des tiges.

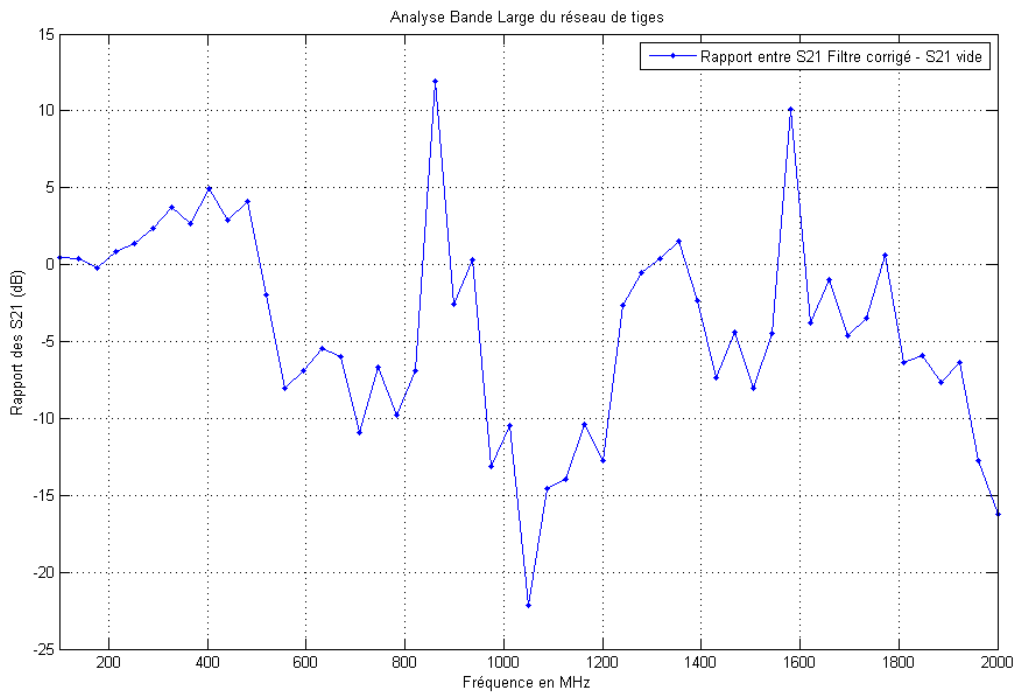


Figure n°90: Simulation du rapport des fonctions de transferts avec forêt de tiges et sans forêt de tiges.

La forêt de tiges n'influence pas le $S_{1,1}$.

Les valeurs négatives de ce rapport représentent un découplage supplémentaire, qui est visible dans la bande au-dessus de 450 MHz jusqu'à 800 MHz. Le découplage est le plus important à cette dernière fréquence relativement proche de la fréquence plasmon (840 MHz).

Dans ce contexte, nous observons que la forêt de tiges ainsi conçue est capable de découpler deux antennes à partir de 450 MHz et ce jusqu'à 800 MHz, c'est-à-dire légèrement en deçà de la fréquence plasmon.

Au delà de la fréquence plasmon, la forêt de tiges est capable d'isoler deux antennes entre 950MHz jusqu'à 2000MHz, sauf à quelques fréquences particulières telle que 1 580 MHz.

4.7.4 Forêt de tiges appliquée aux antennes discones - validation expérimentale

Une campagne de mesures a été réalisée à partir des antennes discones en vue de valider le concept de découplage par forêt de tiges. Ces antennes ont été fixées sur des supports en matériau composite, eux-mêmes placés sur un plan carbone commun et continu.

C'est la surface en carbone qui joue le rôle de plan de masse système. Elle assure donc la continuité entre les deux antennes.

L'objectif de cette campagne de mesure est de valider la forêt de tiges comme solution de découplage acceptable.

La forêt de tiges a été fabriquée au moyen de tiges d'1 mm de rayon, filetés et vissés dans une plaque métallique commune.

Les paramètres de la forêt de tiges réalisée pour ces essais sont suivants :

- Rayon des tiges : 1 mm,
- Hauteur des tiges : 10 cm,
- Espacement entre tige : 5 cm.

D'après ces paramètres, la fréquence plasmon est évaluée à 1,2 GHz.

L'antenne discone ARA CMP 727 NMO 2 couvre la bande 700 MHz - 3 GHz.

Par la suite, nous avons testé la forêt de tiges suivant trois configurations. La configuration B est non traitée. La première configuration porte sur un réseau de 5x5 tiges. Le schéma de situation suivant illustre ce scénario :

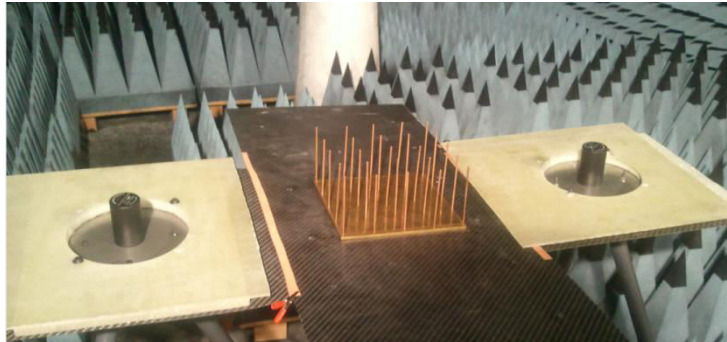


Figure n°91: Configuration A

La configuration C porte sur un réseau de 5x4 tiges et elle est représentée par le schéma de situation suivant :

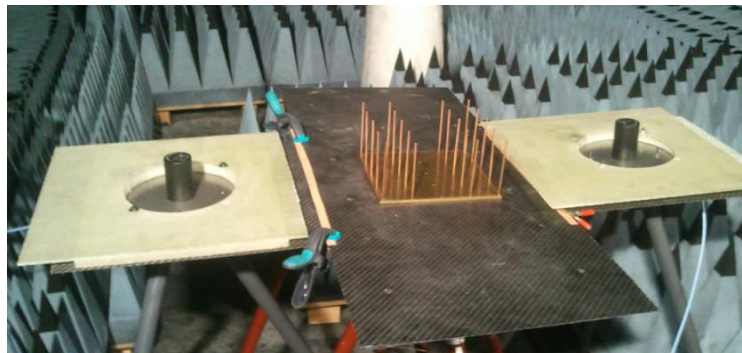


Figure n°92: Configuration C

Enfin, la configuration D concerne un réseau de 3x3 tiges et elle est décrite par le schéma de situation suivant :

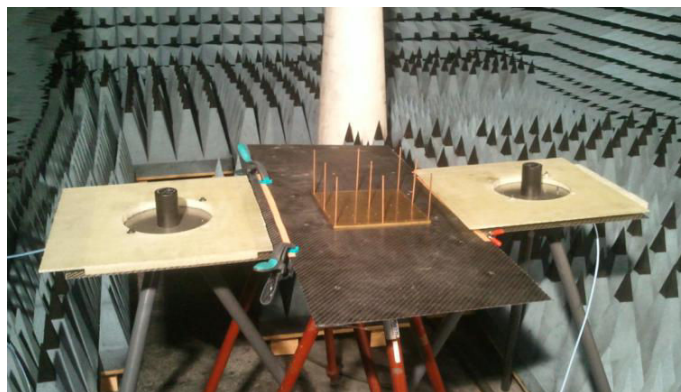


Figure n°93: Configuration D

La configuration C suivante illustrée par la photo ci-dessous est traitée.

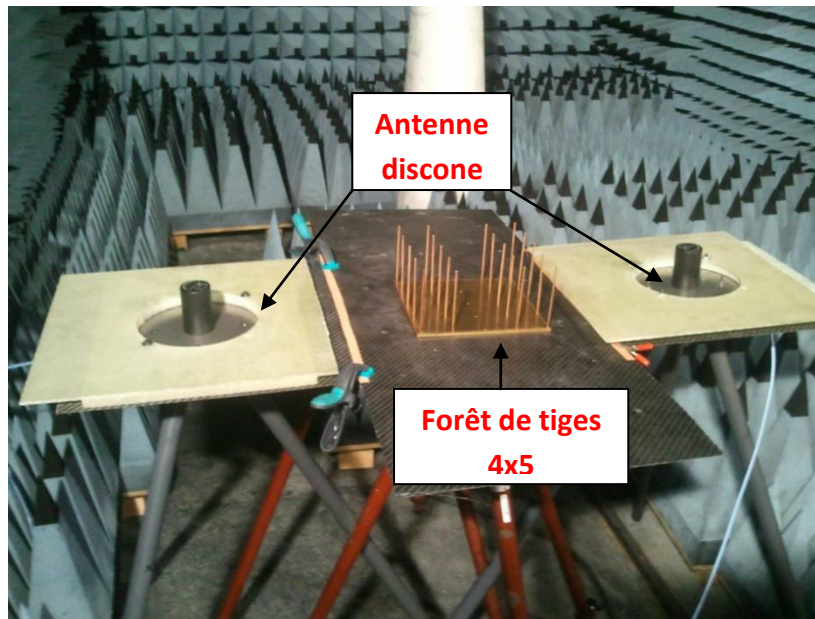


Figure n°94: Pour la configuration C (celle de la photo), l'alignement des tiges est situé dans l'axe perpendiculaire à l'axe de visée des deux antennes. Par ailleurs, les autres configurations sont construites sur la même base mais avec 5x5 tiges pour la configuration A et 3x3 tiges pour la configuration D.

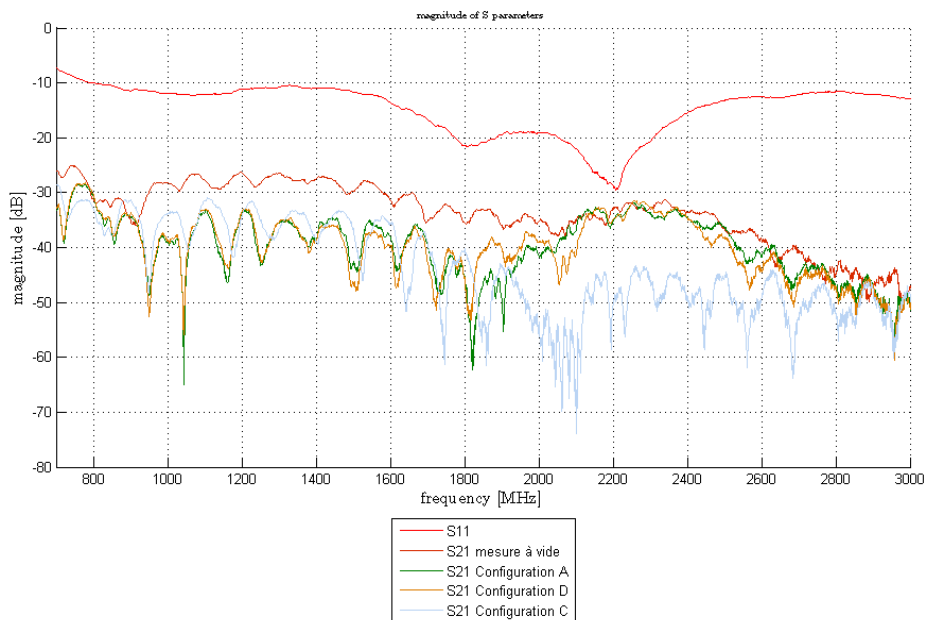


Figure n°95: Fonction de transfert ($S_{2,1}$ en dB) entre deux antennes ARA CMP 727 NMO-2 sans dispositif de découplage (courbe rouge bordeaux) puis avec dispositif de découplage de type forêt de tiges pour trois configurations différentes.

Les mesures de découplage montrent (figure n°95) qu'il existe une amélioration de découplage quelles que soient les trois configurations entre 700 MHz et 1 800 MHz. Entre 1 800 MHz et 2 100 MHz, il n'y a plus d'effet de découplage sauf pour la configuration C qui agit jusqu'à 3 GHz. Ce découplage est faible entre 2 100 MHz et 3 000 MHz particulièrement dans les configurations A et D. Bien que le milieu soit en partie propagatif (en théorie au-delà de 1,2 GHz) celui-ci doit théoriquement tendre à se comporter comme un matériau au moins partiellement à bande interdite. Autrement dit, la propagation dans le milieu périodique n'est pas autorisée dans toutes les directions. Le passage à la configuration D (réseau de 3x3 tiges) n'entraîne pas de modification substantielle du résultat, ce qui peut surprendre, compte tenu de la modification de la fréquence plasmon induite (1,2 GHz dans la configuration A, 560 MHz dans la configuration D). Cependant, cette question n'est pas ici fondamentale puisqu'il est bien plus primordial de découpler ces antennes dans la partie basse du spectre, ce qui sera pratiquement en permanence le cas compte tenu des propriétés du rayonnement en espace libre en régime harmonique.

4.7.5 Investigation sur antennes large bande (100 MHz - 500 MHz) en paroi

Cette partie de l'étude consiste à analyser la solution de découplage de type milieu artificiel à base de forêts de tiges dans le contexte du découplage d'antennes dipôles-boucles étudiées dans le cadre du projet SAMCOM et situées en cavité d'une paroi porteuse.

Le résultat obtenu est le fruit d'investigations préliminaires qui feront l'objet d'un travail d'optimisation présenté au chapitre cinq de ce manuscrit. Les antennes en cavité sont reliées par un plan conducteur sur lequel sont disposées à 50 cm du bord de la cavité deux rangées de neuf tiges chacune. L'espacement entre les tiges est de 180 mm, leur hauteur de 375 mm et leur rayon de 1 mm. Selon ces paramètres, la fréquence plasmon de ce dispositif est de 300 MHz. La bande de fréquence d'utilisation des antennes dipôles-boucles est de 100 MHz jusqu'à 500 MHz.

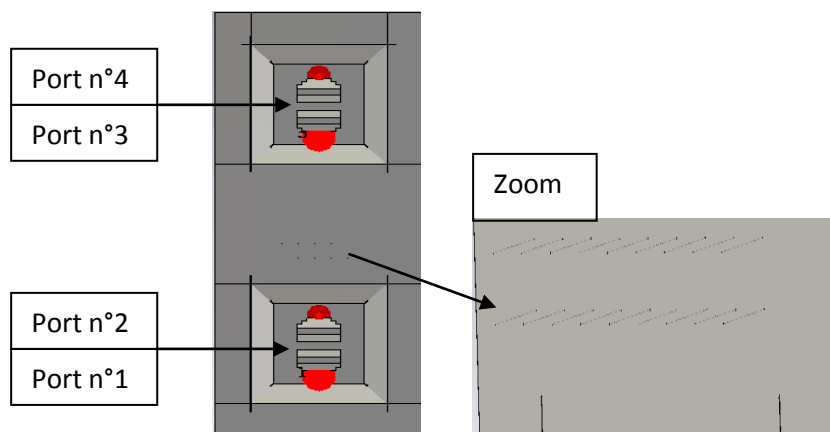


Figure n°96: Deux antennes dipôles-boucles en cavité séparées par un réseau de 2 rangées de 9 tiges chacune. L'espacement entre les tiges est de 18 cm et leur hauteur 375 mm.

Nous ne présentons ici que des résultats partiels relatifs au couplage entre l'excitation du port n°2 situé sur l'antenne dipôle-boucle située au bas de la figure n°96 et le port n°3 situé sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°96.

Le coefficient de réflexion n'est que très légèrement affecté par la présence des tiges plus particulièrement dans la partie basse du spectre de fréquence.

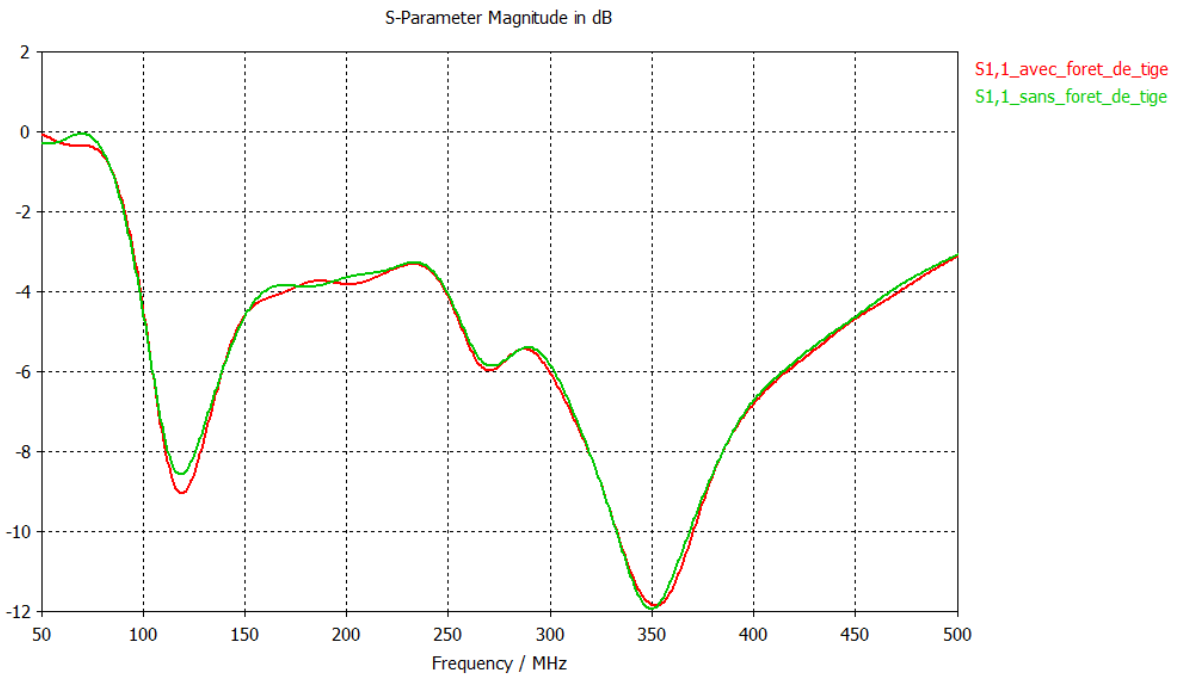


Figure n°97: Simulation du coefficient de réflexion avec ou sans la présence de la forêt de tiges

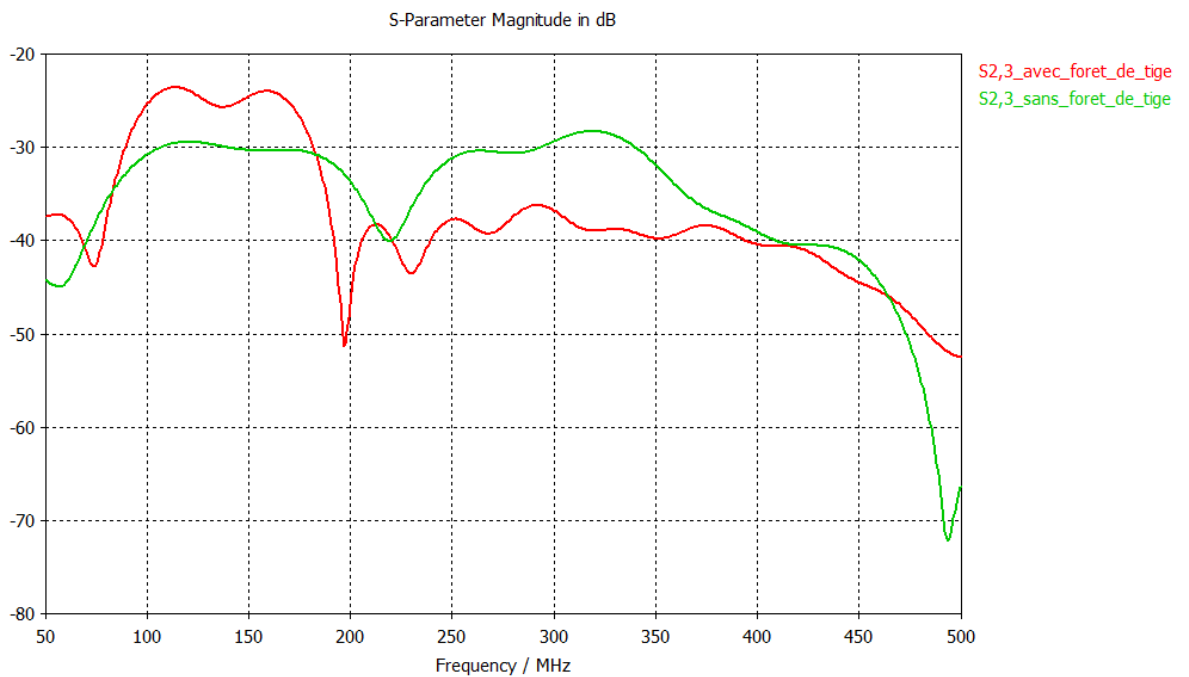


Figure n°98: Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°96 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°96.

La figure n°98 met en évidence que le réseau de tiges agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 180 MHz et 400 MHz environ. Les tendances à poursuivre pour tenter de limiter le découplage à 150 MHz sont claires.

4.7.6 Investigation sur antennes large bande (100 MHz - 500 MHz) en paroi avec quatre rangées de deux tiges montées aux extrémités de chaque cavité

Les antennes en cavité sont reliées par un plan conducteur sur lequel sont disposées à 5 cm du bord **des deux cavités**, deux rangées de neuf tiges chacune afin d'affiner notre analyse.

Le schéma de situation est le suivant :

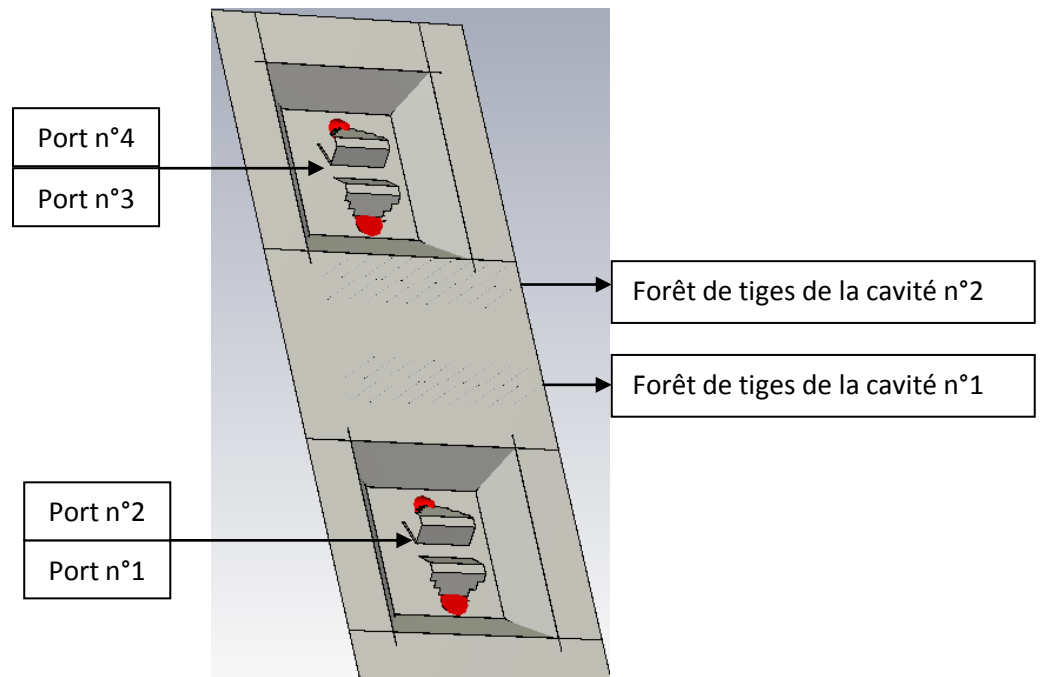


Figure n°99: Deux antennes dipôles-boucles en cavité séparées par deux réseaux de 2 rangées de 9 tiges chacune. L'espace entre tige est de 18 cm et leur hauteur 375 mm.

Nous ne mettons en valeur que des résultats partiels relatifs au couplage entre l'excitation du port n°2 situé sur l'antenne dipôle-boucle située au bas de la figure n°99 et le port n°3 situé sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°99.

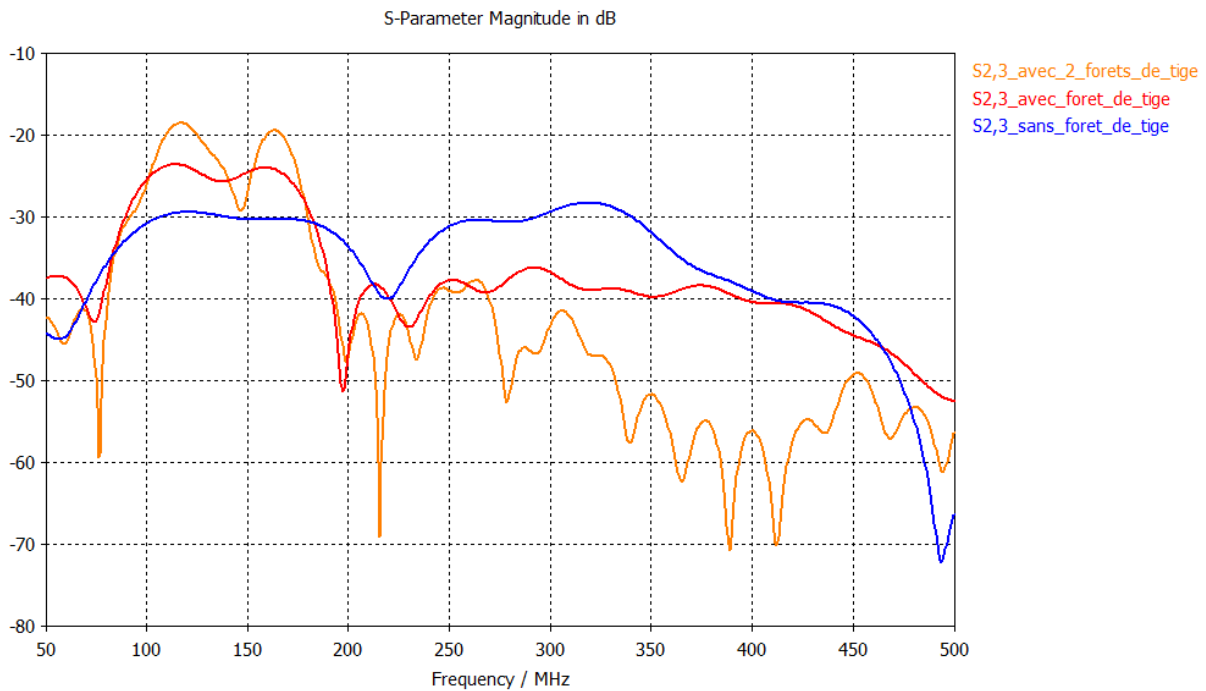


Figure n°100: Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°99 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°99.

La figure n°100 démontre que le mode deux réseaux de tiges (deux forêts de tiges) agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 180 MHz et 500 MHz environ. Nous observons en particulier que le niveau de découplage tombe à -50 dB à une fréquence supérieur à 350 MHz à l'exception d'une légère remontée du découplage à 450 MHz environ. Entre 100 MHz et 180 MHz, le niveau de découplage atteint deux pics à -18 dB, ce qui reste problématique.

Pour conclure, la forêt de tiges a permis de mettre l'accent sur le pouvoir découplant. Il s'agit d'une solution électromagnétique tout à fait convenable dans la mesure où elle est de type large bande et notamment dans la bande UHF, le gain en découplage est intéressant.

Cependant, nous allons rechercher des solutions qui soient en mesure d'agir dans toute la gamme VHF et UHF. Plusieurs pistes sont donc envisagées et traitées dans la chapitre suivant.

4.8 Conclusion sur les solutions de découplage

L'exploration des différentes solutions d'intégration et de découplage d'antenne en présence d'une paroi complexe repose d'une part sur la gamme de fréquence pour laquelle le découplage électromagnétique est nécessaire et d'autre part la largeur de bande pour laquelle ces solutions de découplage doivent opérer.

En effet les absorbants électromagnétiques restent adaptés aux fréquences UHF alors que les milieux de type BIE peuvent présenter d'excellentes performances de découplage lorsque nous recherchons un découplage significatif sur certaines bandes spectrales.

Enfin, la solution de type milieu effectif constitué d'un agencement périodique de tiges apparaît comme une solution de principe simple. Son potentiel d'adaptation est très intéressant dans la perspective de l'étude du découplage d'antennes complexes.

Les caractéristiques de découplage sont données ci-dessous :

Type de solution de découplage	Préconisation	Performance	Bande étroite (BE)/ Bande Large	Atouts	Inconvénients	encombrement
Absorbants (Externe et interne)	Minimisation possible de la hauteur en particulier si impédance proche de l'impédance d'onde du rayonnement.	OK, mais compromis encombrement performance	Bande Large	Adaptés en gamme UHF beaucoup moins en VHF	Solution peu adaptée en VHF (encombrement). Dimension importante si contraste d'impédance (diffraction)	Encombrement important si contraste d'impédance. Dépend de la topologie des antennes
B.I.E.	Vias confèrent la propriété de BIE. Hauteur suffisante / profil des antennes	OK	Bande étroite (mais potentiellement à étendre en incorporant des pertes)	Accordable à une fréquence VHF/UHF. Pré-ajustement analytique des dimensions. Encombrement moindre qu'absorbant à contraste d'impédance. Valeur de permittivité raisonnable.	Réalisation et connexion des vias.	Encombrement limité (hauteur limitée)
Tiges	Peuvent être associées en petit nombre. Valider préalablement la nature du diagramme de	OK	Bande étroite	Procédé simplissime et peu onéreux	Tige nécessairement verticale à la résonance si paroi avec couche conductrice	Hauteur des tiges trop importante en gamme VHF.

	<i>rayonnement et sa polarisation en direction de l'antenne réceptrice</i>				<i>(plan de masse)</i>	
<i>Forêt de tiges</i>	<i>A associer en petit nombre dans la direction de propagation éventuellement en deux blocs</i>	<i>OK</i>	<i>Bande large Association possible de tiges de taille différente, voir chapitre 5</i>	<i>Ajustable à des gammes de fréquence quelconques Conservation de performances pour des profils inférieurs au quart de la longueur d'onde Nombre réduit</i>	<i>Profil reste encore élevé optimisation possible, voir chapitre 5</i>	<i>Hauteur des tiges trop importante en gamme VHF.</i>

Figure n°101 : Tableau récapitulatif présentant les caractéristiques en fonction du type de solution de découplage

4.9 Les références de la partie 4

[EVA 08]:Eva Rajo-Iglesias, Oscar Quevedo-Teruel, Luis Inclan Sanchez, « Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays by Using a Planar Structure and a Multilayer Dielectric Substrate » , IEEE transactions on antennas and propagation ,vol 56, NO.6, JUNE 2008.

[FAN 03] : Fan Yang, Yahya Rahmat-Sami, «Microstrip Antennas integrated with electromagnetic band gap (EBG) structure : A low mutual design for array applications » ,. IEEE transactions on antennas and propagation ,vol 51, NO.10, October 2003.

[FAR 10] : Hossein Sarbandi Farahani, Medhi Veysi, Manouchehr Kemyab, «Mutual coupling reduction in patch antenna arrays using a UC-EBG superstrate» ,. IEEE antennas and wireless propagation Letters ,vol 9, 2010.

[KIM 03] : Myunghoi Kim, Kyoung Koo, Yejeong Shim, «Vertical stepped impedance structure for wideband suppression of simultaneous switching noise in multilayer PCB »,. IEEE transactions on electromagnetic compatibility vol 55, NO.2, April 2003.

[PEN 98] J.B. Pendry et. Al: Low frequency plasmons in thin-wire structures J. Phys.: Condens. Matter 10 (1998) 4785–4809.

[RAJ 08]: Rajo Iglesias, Quevedo -Teruel, Inclan Sanchez, "Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays by using a Planar EBG Structure and a Multilayer Dielectric Substrate ", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol 56, no 6, pp 1648-1655,June 2008.

5 ANALYSE DU DECOUPLAGE D'ANTENNES LARGE BANDE [VHF - UHF] - APPLICATION A DES ANTENNES DIPOLES-BOUCLES

Ce chapitre vise à appliquer certains des principes étudiés au quatrième chapitre pour répondre à une situation concrète. Il s'agit de découpler deux antennes dipôles-boucles placées sur une même paroi conductrice d'électricité sur l'ensemble de leur bande passante [100 MHz - 500 MHz].

5.1 Configuration initiale des antennes

La configuration initiale des antennes est présentée au quatrième chapitre de cette thèse. La distance entre le bord de la cavité et le bord de la paroi est fixée à 40 cm (voir Figure n°102), distance a priori nécessaire pour ne pas entraîner de modifications substantielles du diagramme de rayonnement.

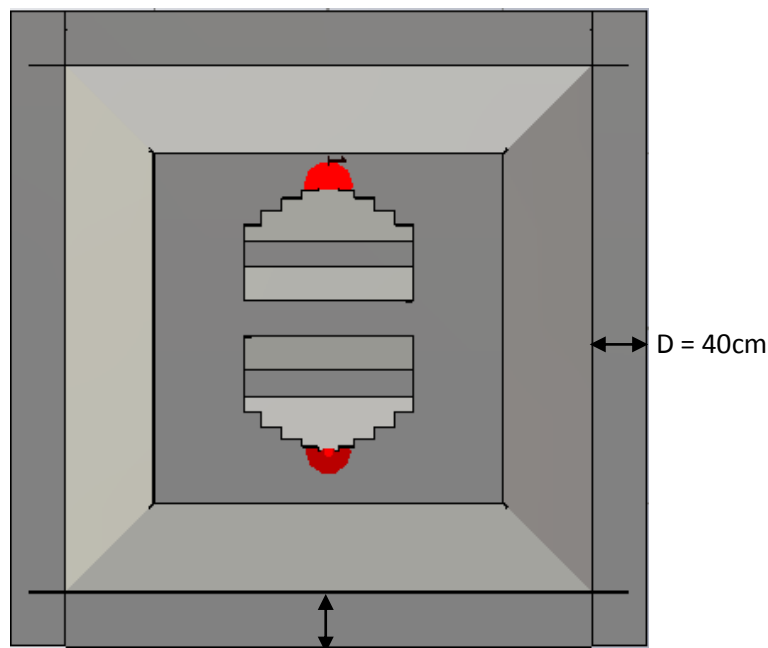


Figure n°102: Antenne dipôle-boucle en cavité séparée du bord par une distance D

Le découplage entre antennes est étudié uniquement dans la situation où un seul accès de l'antenne dipôle boucle est excité. C'est en effet dans cette configuration que le couplage entre antennes est le plus élevé. La situation où les deux dipôles sont alimentés (en opposition de phase par principe) ne nécessite pas de dispositif de protection, car le couplage entre antennes est déjà très faible. La distance entre les antennes (3 m entre axes) a été ajustée de sorte que le niveau de découplage, bien qu'élevé, n'excède pas 30 dB environ. Ainsi le rôle du dispositif de découplage sera de tendre vers le niveau de découplage escompté de 45 dB sur la bande [100 MHz - 500 MHz].

5.2 Solutions de type forêt de tiges

5.2.1 Forêt de tiges optimisée en bande UHF [>300 MHz]

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions
Espace entre tige (mm)	130
Hauteur des tiges (mm)	260
Rayon des tiges (mm)	1
Nombre de rangées	3
Tiges par rangées	14
Fréquence plasmon (MHz)	417

Figure n°103: Configuration découlant de l'optimisation de la forêt de tiges en UHF

Nous vérifions préalablement que le coefficient de réflexion n'est pas affecté par la présence des tiges.

Le schéma de situation est le suivant :

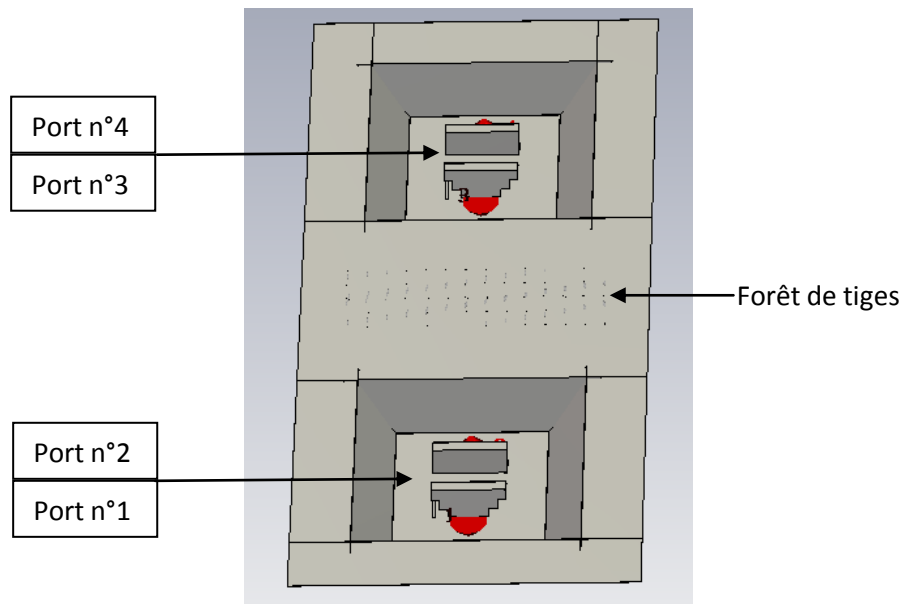


Figure n°104: Deux antennes dipôles-boucles en cavité séparées par un réseau de 3 rangées de 14 tiges chacune. L'espacement entre tige est de 130 mm et leur hauteur 260 mm.

Nous ne présentons ici que des résultats partiels relatifs au couplage entre l'accès n°2 localisé sur l'antenne dipôle-boucle située au bas de la figure n°104 et l'accès n°3 situé sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°104.

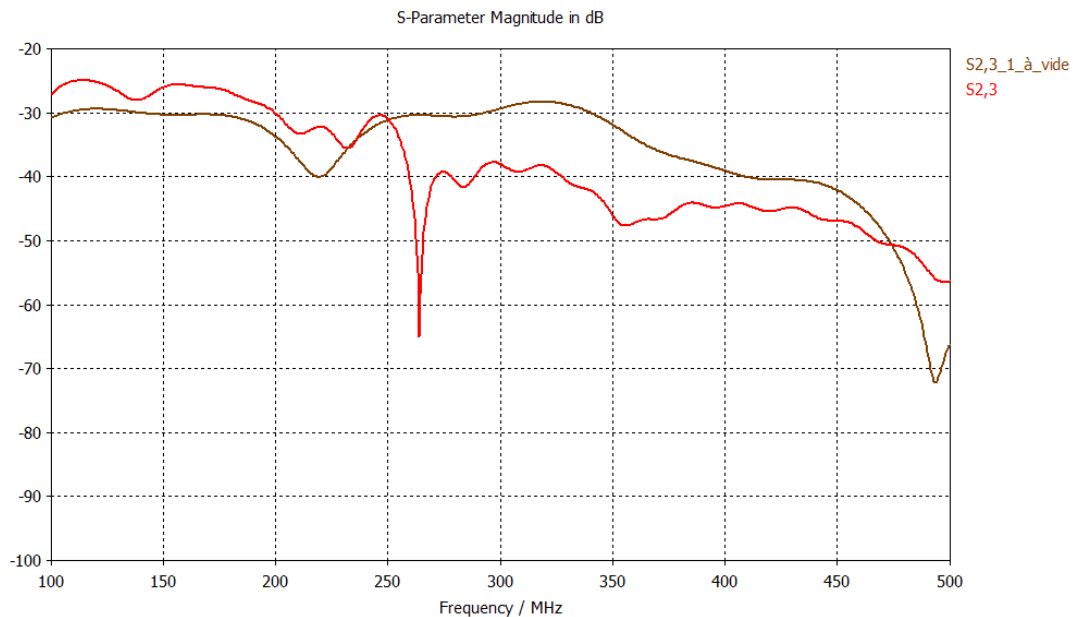


Figure n°105 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°104 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°104

La figure n°105 fait clairement apparaître que le réseau de tiges agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 260 MHz et 480 MHz environ.

Nous observons en particulier que le niveau de découplage tombe à -46 dB à une fréquence supérieure à 350 MHz.

Dans la bande [100 MHz - 250 MHz], la forêt de tiges favorise le couplage, ce qui reste problématique. Le niveau atteint -18 dB sur presque toute la bande spectrale VHF.

La forêt de tiges se comporte bien comme une solution UHF avec les caractéristiques de dimensions données.

5.2.2 Forêt de tiges optimisée en bande VHF [100 MHz - 200 MHz]

Tige optimisée en VHF [100 MHz - 200 MHz]	Dimensions
Espace entre tige (mm)	360
Hauteur des tiges (mm)	750
Rayon des tiges (mm)	1
Nombre de rangées	3
Tiges par rangées	7
Fréquence plasmon (MHz)	137

Figure n°106 : Configuration découlant de l'optimisation de la forêt de tiges en VHF

Le schéma de situation est le suivant :

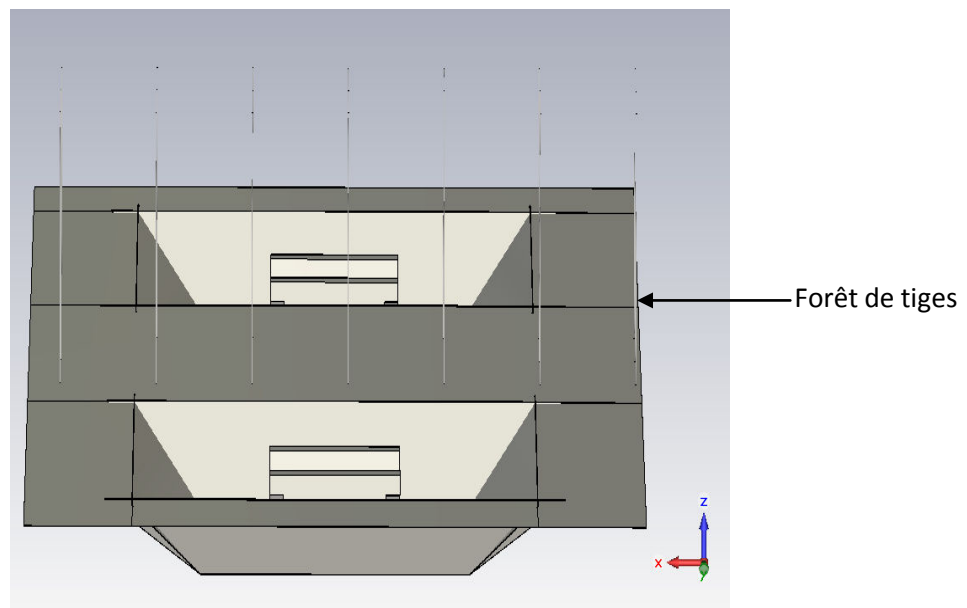


Figure n°107: Deux antennes dipôles-boucles en cavité selon la configuration n°106.

Nous ne mettons en valeur que des résultats partiels relatifs au couplage entre l'accès n°2 situé sur l'antenne dipôle-boucle située au bas de la figure n°107 et l'accès n°3 situé sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°107.

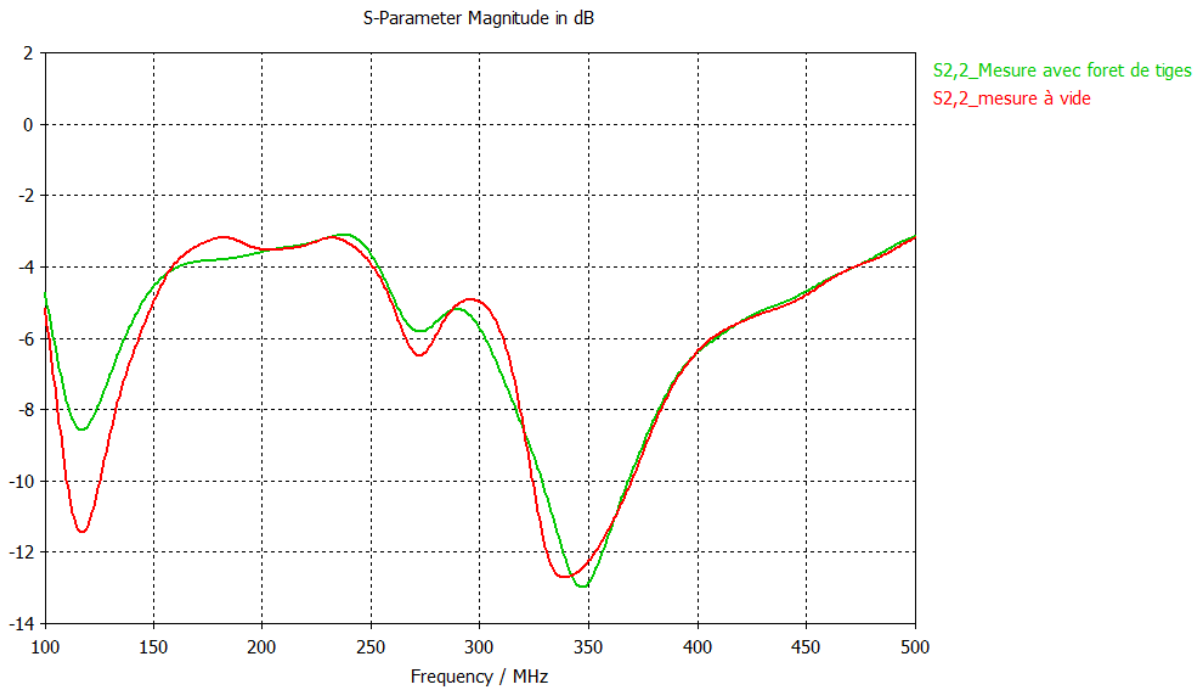


Figure n°108 : Simulation du coefficient de réflexion avec ou sans la présence de la forêt de tiges.

Le coefficient de réflexion est légèrement affecté par la présence des tiges plus particulièrement dans la partie basse du spectre de fréquence.

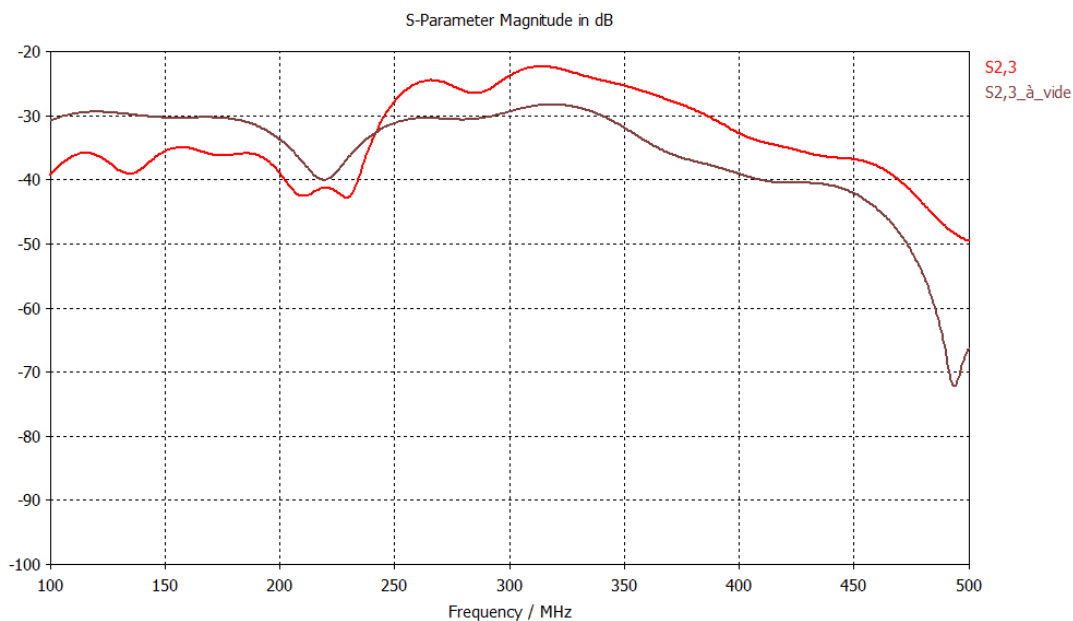


Figure n°109: Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°107 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°107.

La figure n°109 fait clairement ressortir que le réseau de tiges de 750 mm de hauteur agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 100 MHz et 240 MHz environ. Le gain en découplage dans la bande [100 MHz - 220 MHz] par rapport à la situation de référence sans protection électromagnétique fluctue entre 5 et 10 dB.

Entre 240 MHz et 500 MHz, la forêt de tiges favorise le couplage, ce qui reste problématique.

La forêt de tiges se comporte bien comme une solution VHF avec les caractéristiques de dimensions données.

5.2.3 Tentative de combinaison des tiges pour obtenir un découplage VHF/UHF

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions	Forêt de tiges optimisée en VHF [100 MHz – 200 MHz]	Dimensions
Espace entre tige (mm)	130	Espace entre tige (mm)	360
Hauteur des tiges (mm)	260	Hauteur des tiges (mm)	750
Rayon des tiges (mm)	1	Rayon des tiges (mm)	1
Nombre de rangées	3	Nombre de rangées	3
Tiges par rangées	14	Tiges par rangées	7
Fréquence plasmon (MHz)	417	Fréquence plasmon (MHz)	137

Figure n°110 : Configuration découplant de l'optimisation de la forêt de tiges en VHF et en UHF

Le schéma de situation est le suivant :

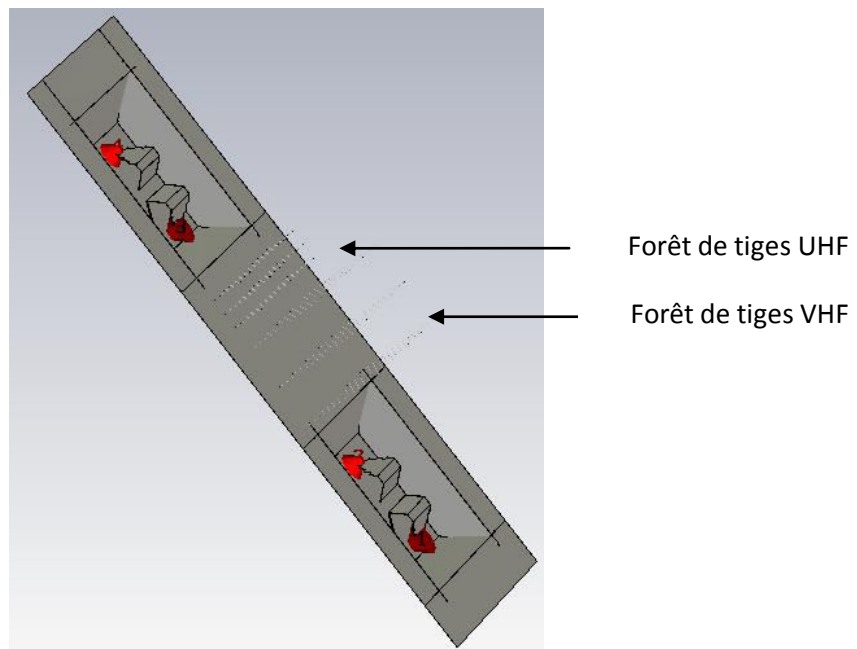


Figure n°111: Deux antennes dipôles-boucles selon la configuration présentée à la figure n°110.

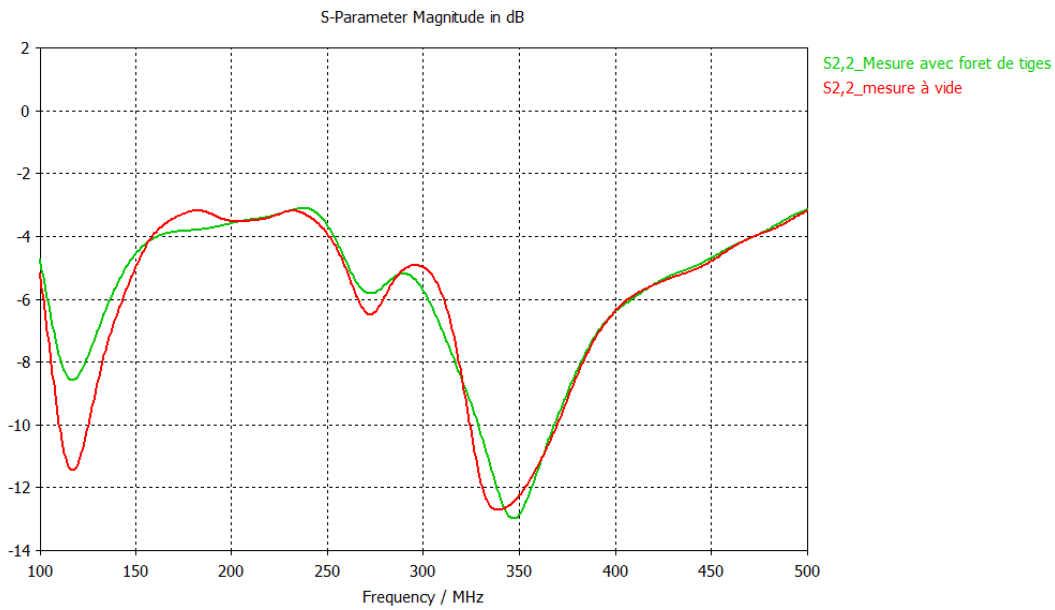


Figure n°112 : Simulation du coefficient de réflexion avec ou sans la présence des forêts de tiges.

Le coefficient de réflexion est légèrement affecté par la présence des tiges plus particulièrement dans la partie basse du spectre de fréquence.

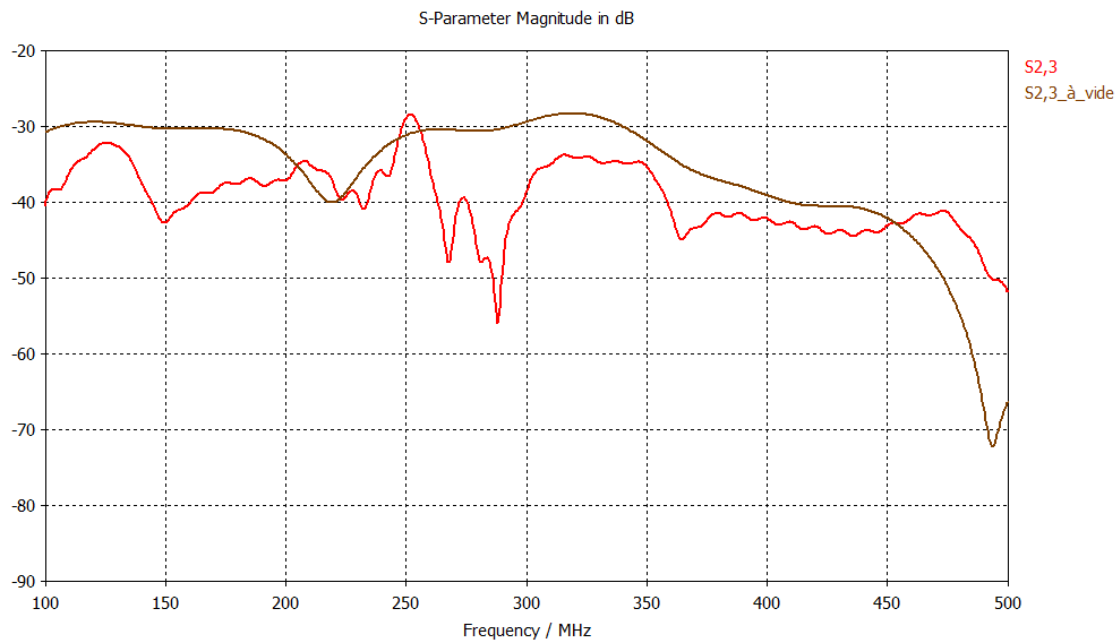


Figure n°113: Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°111 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°111

La figure n°113 montre clairement que le réseau composé de deux forêts de tiges agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 100 MHz et 220 MHz environ et 260 MHz jusqu'à 450 MHz. Entre 220 MHz et 260 MHz, la forêt de tiges favorise le couplage, ce qui reste problématique.

La forêt de tiges se comporte bien comme une combinaison des solutions VHF/UHF avec les caractéristiques de dimensions données. Cette solution permet donc d'améliorer les caractéristiques de découplage sur une très large bande de fréquence. Toutefois, la performance n'est pas uniforme sur l'ensemble de la bande passante des antennes. D'autre part, les tiges de grande taille associées au découplage en bande VHF sont très encombrantes (hauteur 750 mm), ce qui présente un problème d'intégration. Cette solution pourrait être également préjudiciable sur le plan de la signature radar. Nous visons par conséquent dans ce qui suit à réduire l'encombrement de ce dispositif.

5.2.4 Réduction de la dimension des tiges pour obtenir un découplage VHF

5.2.4.1 Tiges de petite taille dans un bloc diélectrique

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions	Matériau diélectrique	Dimensions
Espace entre tige (mm)	130	Hauteur (mm)	260
Hauteur des tiges (mm)	260		
Rayon des tiges (mm)	1	Epaisseur (mm)	400
Nombre de rangées	3		
Tiges par rangées	14	ϵ_r	5
Fréquence plasmon (MHz)	187		

Figure n°114 : Configuration découlant de la forêt de tiges optimisée en UHF avec matériau diélectrique.

Le principal intérêt du milieu diélectrique en la circonstance est de ralentir la vitesse de propagation, ce qui entraîne pour une même configuration géométrique de tiges, l'abaissement de la fréquence plasmon.

Le schéma de situation est le suivant :

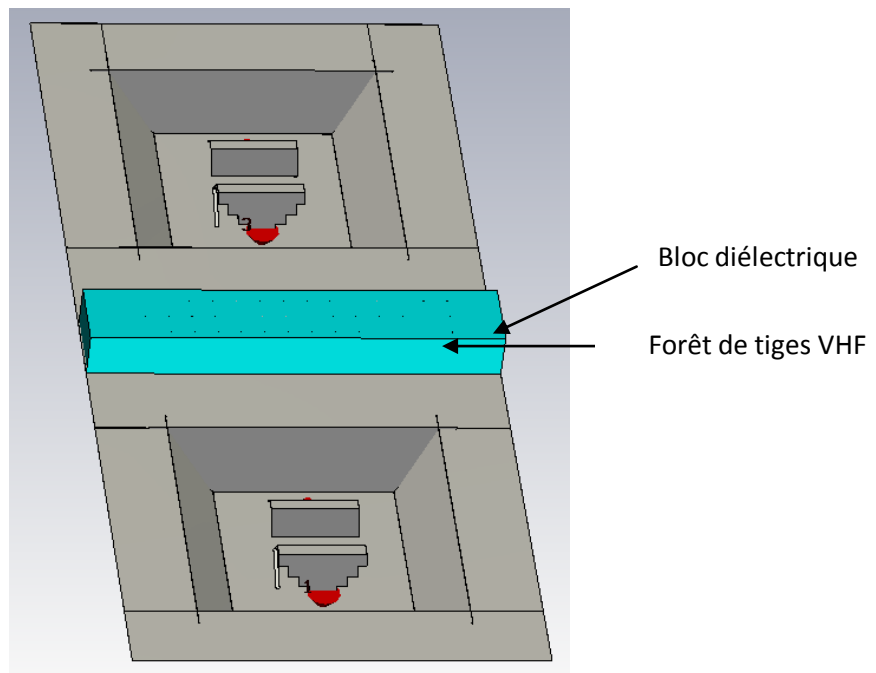


Figure n°115 : Deux antennes dipôles-boucles en cavité selon la configuration de la figure n°114

Le coefficient de réflexion n'est pas affecté par la présence des tiges.

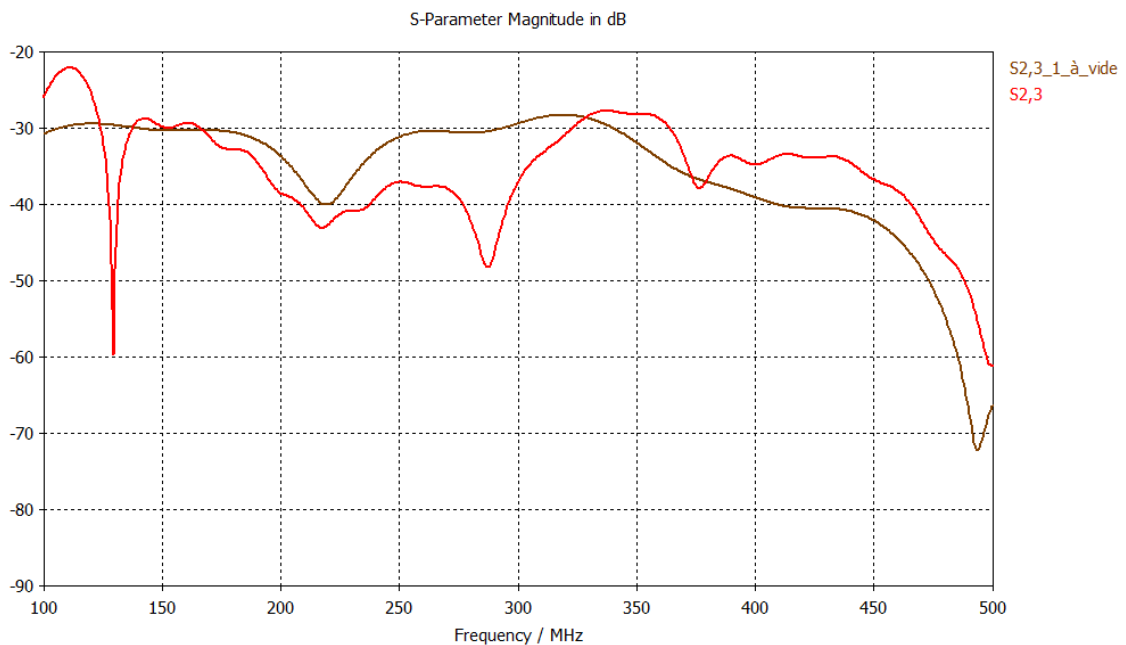


Figure n°116 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°115 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°115.

La figure n°116 met en évidence que le réseau composé de tiges insérées dans un bloc diélectrique agit de manière significative sur le découplage entre les fréquences de 180 MHz et 330 MHz. En regard de la figure n°104 qui reporte la performance de découplage pour ces mêmes tiges mais sans bloc diélectrique, nous remarquons effectivement le déplacement vers les basses fréquences de la caractéristique de découplage.

Entre 230 MHz et 500 MHz, la forêt de tiges favorise le couplage, ce qui reste problématique. Il en est de même pour le début de bande [100 MHz - 180 MHz], le résultat attendu n'est pas satisfaisant sauf localement à 130 MHz.

La forêt de tiges avec son bloc diélectrique n'aboutit cependant pas à une solution satisfaisante. Il est vraisemblable que le bloc diélectrique soit à l'origine de phénomènes de diffraction étant donné le contraste d'impédance qu'il offre et sa forme. Pour examiner cette hypothèse, nous dotons par la suite le matériau diélectrique utilisé de propriétés magnétiques.

5.2.4.2 Tiges de petite taille dans un bloc diélectrique et magnétique

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions	Matériau diélectrique et magnétique	Dimensions
Espace entre tige (mm)	130	Hauteur (mm)	260
Hauteur des tiges (mm)	260		
Rayon des tiges (mm)	1	Epaisseur (mm)	400
Nombre de rangées	3		
Tiges par rangées	14	ϵ_r	5
Fréquence plasmon (MHz)	84	μ_r	5

Figure n°117: Configuration issue de la forêt de tiges optimisée en UHF associée à un matériau diélectrique et magnétique.

Le schéma de situation est le suivant :

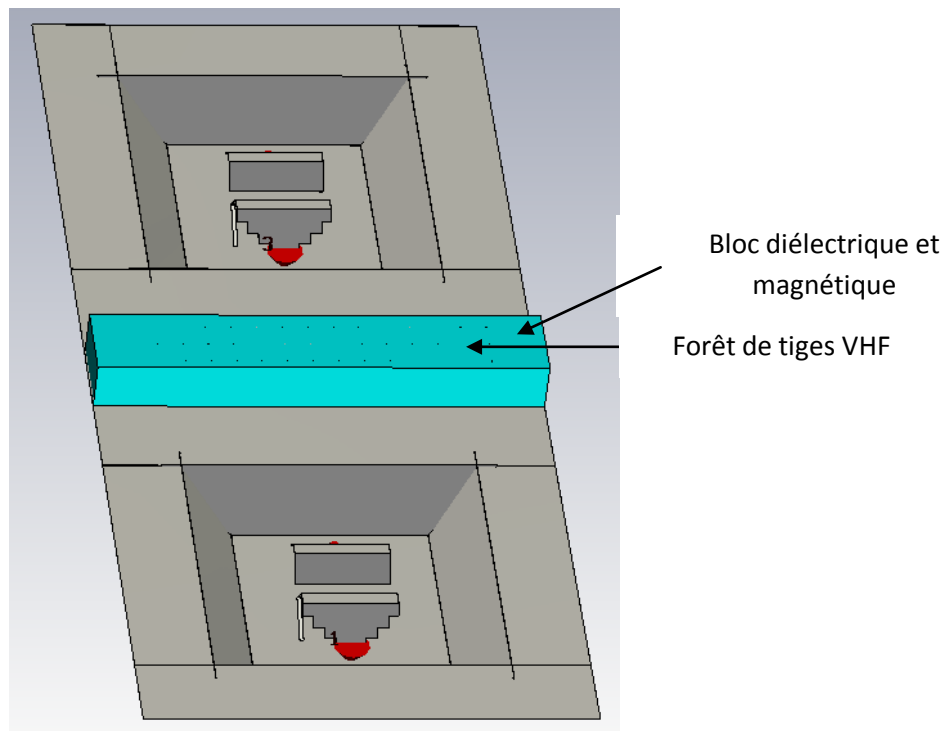


Figure n°118: Deux antennes dipôles-boucles en cavité avec un matériau selon la configuration de la figure n°117.

Le coefficient de réflexion n'est pas affecté par la présence des tiges.

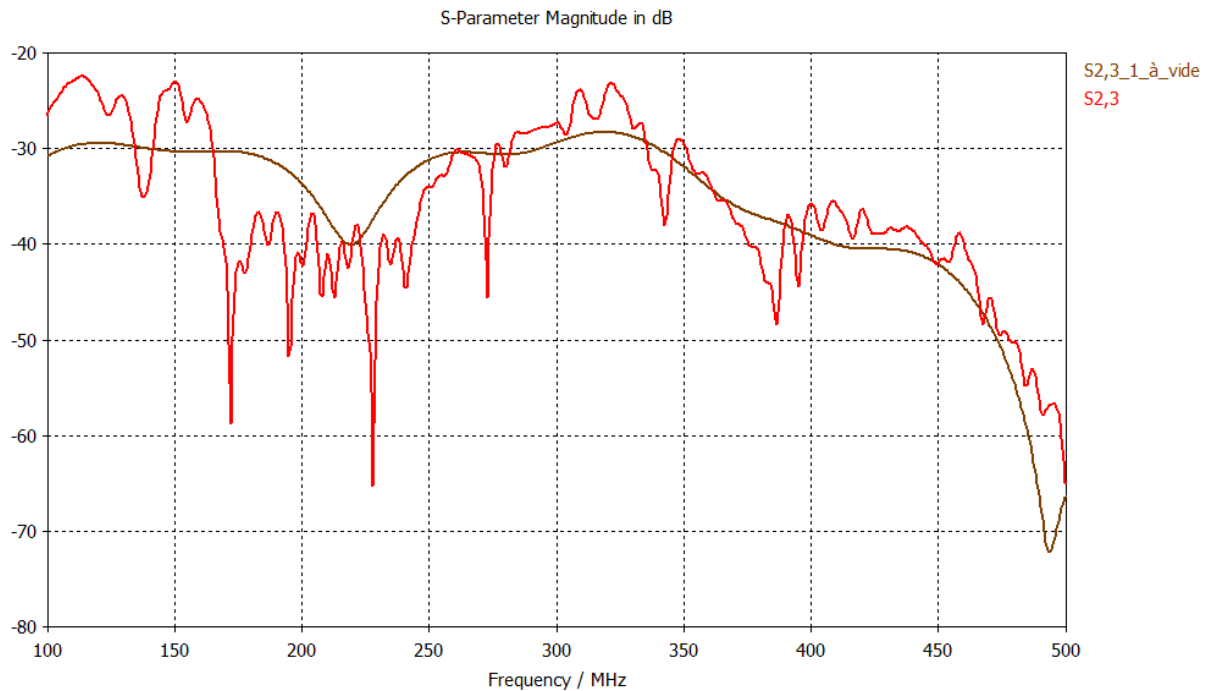


Figure n°119 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°118 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°118.

La figure n°119 prouve que le réseau composé de 14 tiges accompagné de son bloc diélectrique et magnétique agit de manière significative sur le découplage entre les fréquences de 170 MHz et 260 MHz environ. Entre 260 MHz et 500 MHz, la forêt de tige favorise le couplage, ce qui reste problématique. Il en est de même pour le début de bande, le découplage atteint des pics à -23 dB.

Bien que le matériau présente désormais une impédance proche de celle de l'air, la fonction de transfert entre les deux accès d'antenne présente de fortes oscillations. Ce sont probablement les tiges elles-mêmes, dont notamment la longueur électrique devient significative. Une solution possible pourrait être de réduire la hauteur des tiges, ou de diminuer le couple de valeur (ϵ_r, μ_r).

Dans cette nouvelle configuration qui garde les mêmes dimensions du bloc et de la forêt de tiges que pour le cas précédent, nous avons diminué le couple de valeur (ϵ_r, μ_r) à 2,3 afin d'obtenir un meilleur découplage. La fréquence plasmon devient 187 MHz.

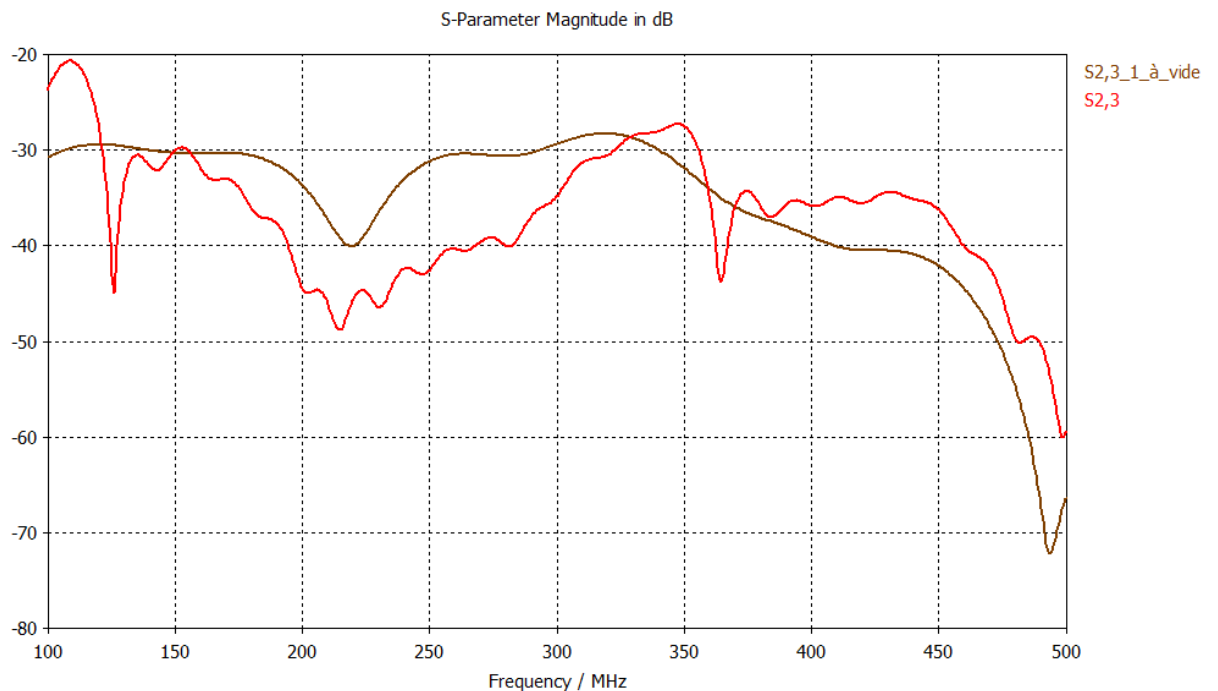


Figure n°120 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°118 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°118.

La figure n°120 fait clairement dégager que le réseau composé de 14 tiges accompagné de son bloc diélectrique et magnétique agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 125 MHz et 325 MHz environ. En début de bande et à partir de 325 MHz, la forêt de tiges favorise le couplage, ce qui demeure problématique.

En définitive, cette configuration n'apporte pas non plus les performances escomptées. Plutôt que de continuer d'envisager l'utilisation d'un matériau magnétique, nous nous orienterons par la suite vers l'utilisation, d'un matériau diélectrique à pertes doté par conséquent de propriétés absorbantes.

5.3 Solutions absorbants en surface en combinaison avec forêt de tige

5.3.1 Tiges de petite taille dans un bloc diélectrique absorbant

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions	Matériau diélectrique absorbant	Dimensions
Espace entre tige (mm)	130	Hauteur (mm)	260
Hauteur des tiges (mm)	260		
Rayon des tiges (mm)	1	Epaisseur (mm)	400
Nombre de rangées	3		
Tiges par rangées	14	ϵ_r	5
Fréquence plasmon (MHz)	187	Tan δ	0.25

Figure n°121: Configuration issue de la forêt de tiges optimisée en UHF associée à un matériau diélectrique absorbant.

Le schéma de situation est le suivant :

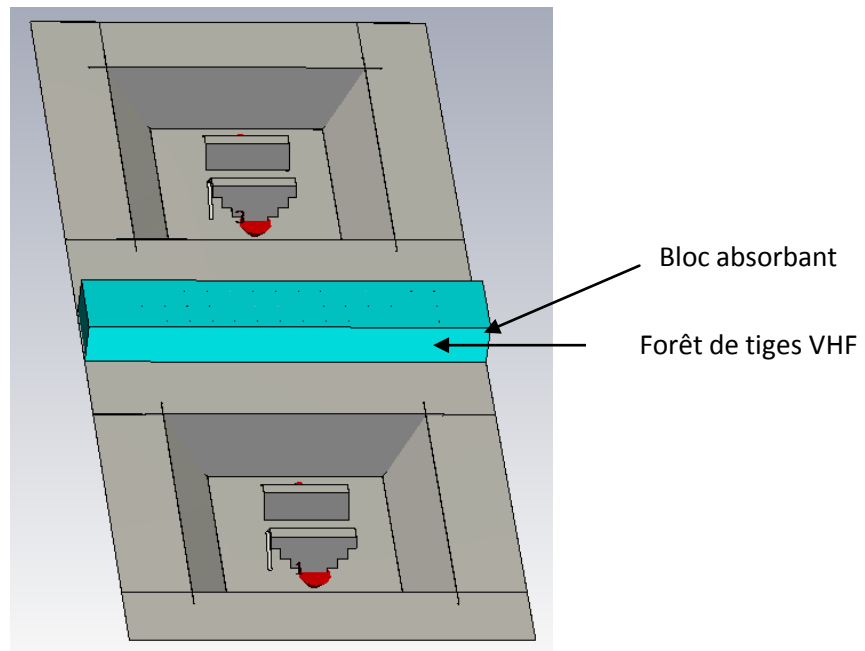


Figure n°122: Deux antennes dipôles-boucles en cavité avec un matériau selon la configuration de la figure n°121.

Le coefficient de réflexion n'est pas affecté par la présence des tiges.

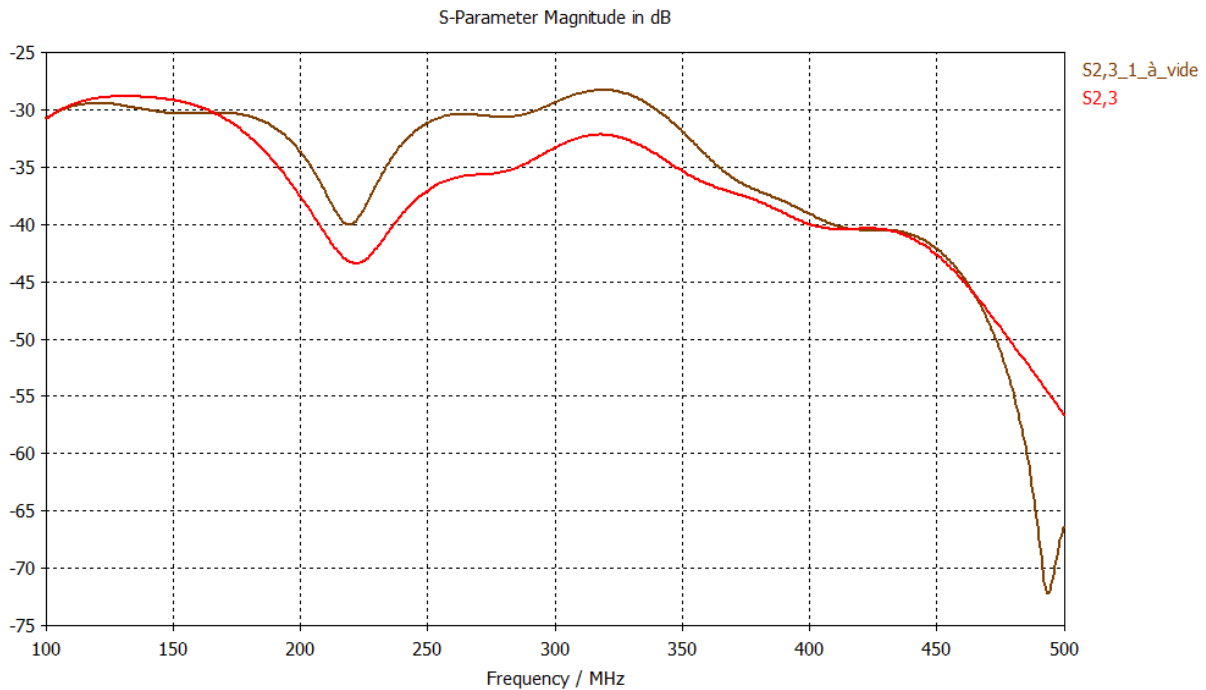


Figure n°123 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°122 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°122.

La figure n°123 montre que le réseau composé de 14 tiges accompagné de son bloc absorbant agit de manière significative sur le découplage entre les fréquences de 180 MHz et 460 MHz environ. Entre 100 MHz et 180 MHz, la forêt de tiges favorise le couplage, ce qui reste problématique.

La configuration forêt de tiges associée au bloc absorbant se comporte bien comme une combinaison des solutions VHF/UHF avec les caractéristiques de dimensions données.

5.3.2 Augmentation de la dimension de l'absorbant suivant l'épaisseur

5.3.2.1 Fonction de transfert pour l'absorbant d'épaisseur 800 mm

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions	Matériau diélectrique absorbant	Dimensions
Espace entre tige (mm)	130	Hauteur (mm)	260
Hauteur des tiges (mm)	260		
Rayon des tiges (mm)	1	Epaisseur (mm)	800
Nombre de rangées	3		
Tiges par rangées	14	ϵ_r	5
Fréquence plasmon (MHz)	187	Tan δ	0.25

Figure n°124 : Configuration découlant de la forêt de tiges optimisée en UHF associée à un matériau diélectrique absorbant.

Le schéma de situation est le suivant :

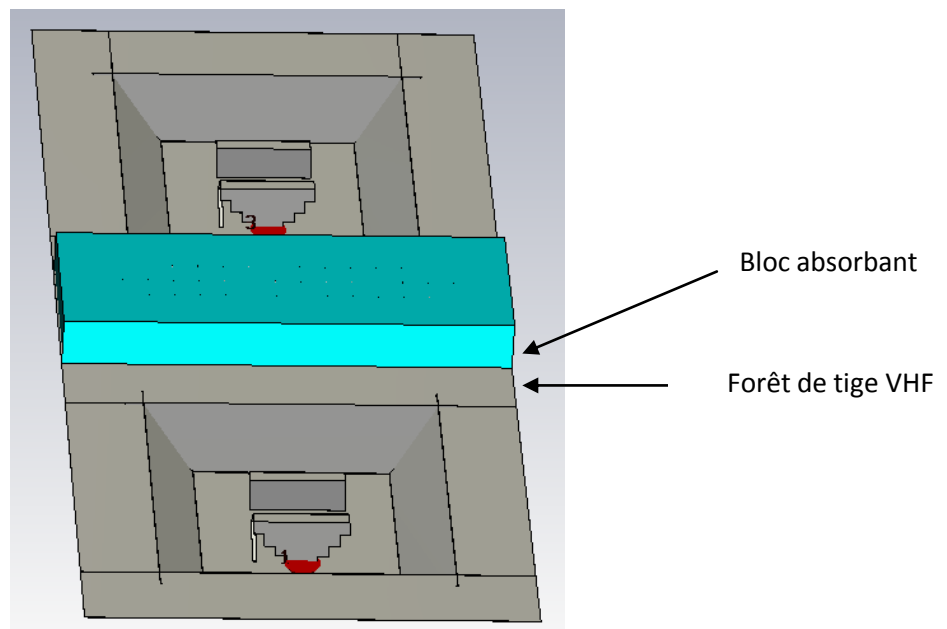


Figure n°125 : Deux antennes dipôles-boucles en cavité avec un matériau selon la configuration de la figure n°124.

Le coefficient de réflexion n'est pas affecté par la présence des tiges.

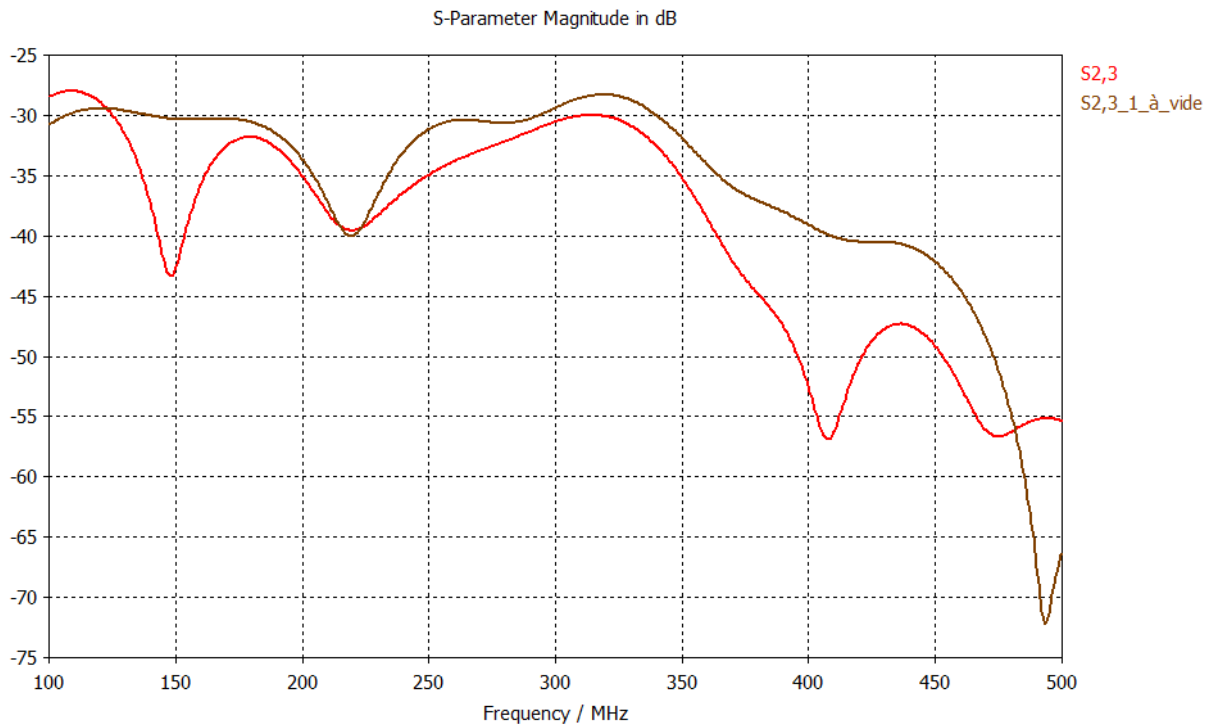


Figure n°126 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°125 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°125.

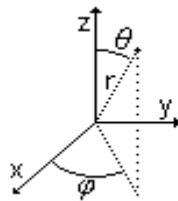
La figure n°126 fait clairement apparaître que le réseau composé de 14 tiges accompagné de son bloc absorbant agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 130 MHz et 480 MHz environ à l'exception d'une légère remontée du couplage à 225 MHz. Entre 100 MHz et 130 MHz, la forêt de tiges favorise le couplage, ce qui demeure problématique.

La configuration forêt de tiges associée au bloc absorbant de 800mm d'épaisseur se comporte bien comme une combinaison des solutions VHF/UHF avec les caractéristiques de dimensions données. Plus particulièrement, l'augmentation de l'épaisseur de l'absorbant a effectivement permis d'apporter une performance de découplage importante en gamme UHF. En bande de fréquence VHF, le matériau se comporte quasiment comme un bloc diélectrique et ce sont alors les tiges qui sont responsables de l'effet de découplage observé.

5.3.2.2 Les diagrammes de rayonnement

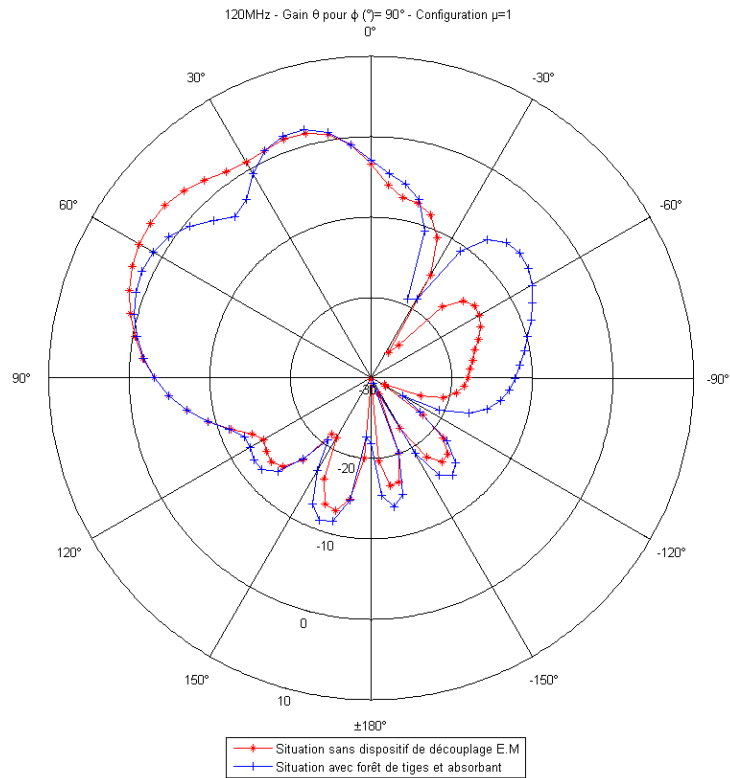
La solution présentée par un bloc diélectrique absorbant d'épaisseur 800 mm peut être considérée comme satisfaisante. Il convient cependant de vérifier que le dispositif inséré entre les antennes n'altère pas la forme du diagramme de rayonnement initial des antennes. Nous comparons donc les diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences. Nous nous intéressons principalement à la coupe $\varphi^{\circ}=90^{\circ}$ (plan E) puisque c'est dans ce plan de coupe que la contribution du dispositif de protection (de découplage) devrait être plus aisément détectée.

Le schéma de principe est le suivant :

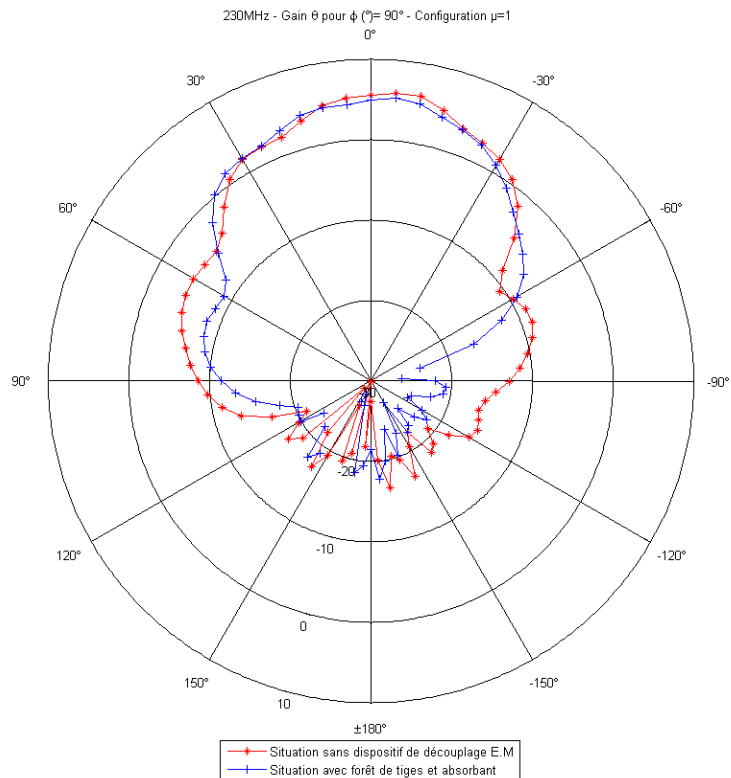


Nous considérons la composante θ pour $\varphi^{\circ} = 90^{\circ}$ pour les trois fréquences d'étude qui sont 120 MHz, 230 MHz, et 350 MHz. Notons que les angles θ positifs correspondent à un déplacement du point d'observation en direction de la seconde antenne.

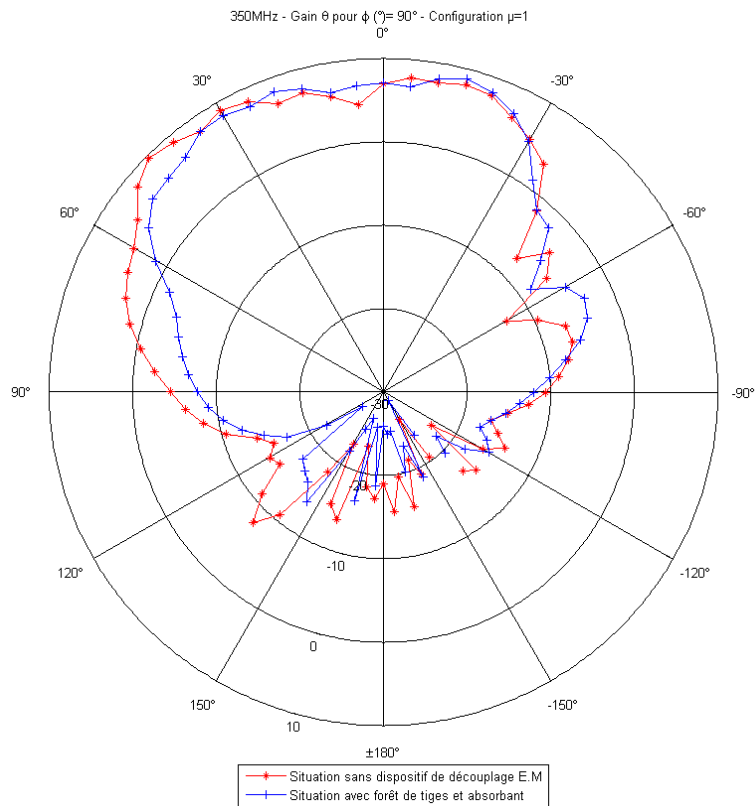
Confidentiel



A 120 MHz, les courbes correspondant au diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle - boucle seule, et de l'antenne dipôle-boucle comportant des dispositifs de découplage électromagnétique sont assez similaires. Nous pouvons remarquer un lobe secondaire assez faible du diagramme de rayonnement dans la situation avec forêt de tiges et absorbant.



Nous pouvons constater que le gain reste semblable dans la direction du lobe principal pour les deux situations.



A 350MHz, le gain reste identique par rapport à la situation sans dispositif de découplage électromagnétique. L'altération du diagramme de rayonnement dans la demi-sphère supérieure est relativement limitée. L'ouverture du lobe principal de rayonnement est légèrement réduite en présence du dispositif de découplage.

5.3.3 Absorbant avec propriétés magnétiques

5.3.3.1 Fonction de transfert pour l'absorbant avec propriétés magnétiques

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions	Matériau absorbant avec propriétés magnétiques	Dimensions
Espace entre tige (mm)	130	Hauteur (mm)	260
Hauteur des tiges (mm)	260		
Rayon des tiges (mm)	1	Epaisseur (mm)	800
Nombre de rangées	3	ϵ_r	5
Tiges par rangées	14	μ_r	5
Fréquence plasmon (MHz)	84	Tan δ	0.25

Figure n°127: Configuration issue de la forêt de tiges optimisée en UHF associée à un matériau absorbant avec propriétés magnétiques .

Le schéma de situation est le suivant :

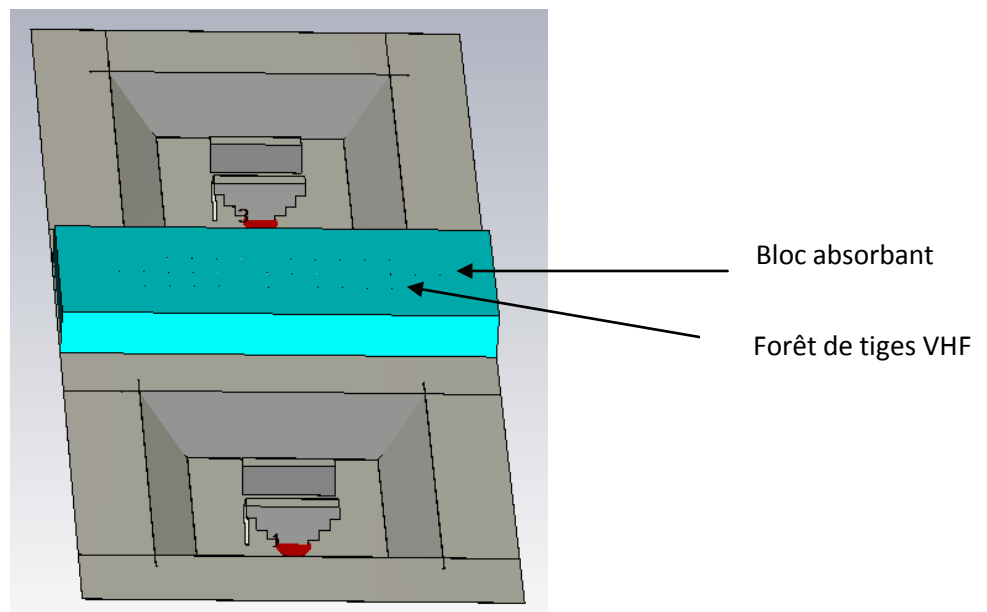


Figure n°128: Deux antennes dipôles-boucles en cavité avec un matériau selon la configuration de la figure n° 127.

Le coefficient de réflexion n'est pas affecté par la présence des tiges.

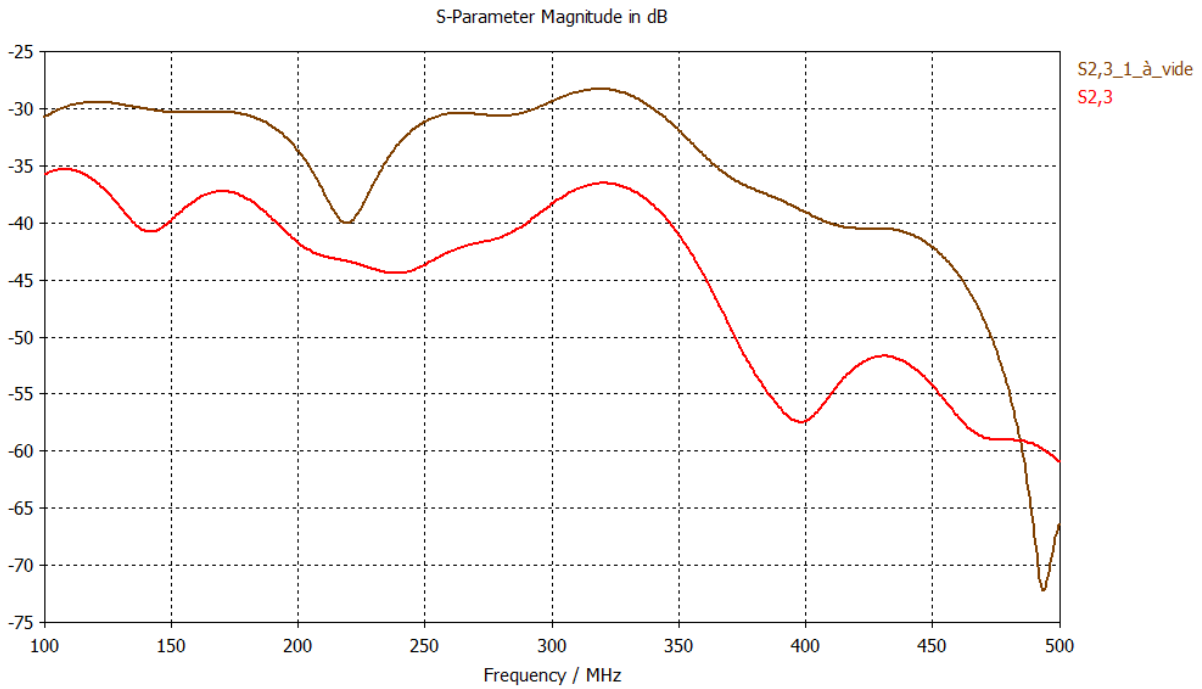


Figure n°129 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°128 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°128.

La figure n°129 expose clairement que le réseau composé de 14 tiges accompagné de son bloc absorbant agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 100 MHz et 480 MHz environ.

La configuration forêt de tiges associée au bloc absorbant se comporte bien comme une combinaison des solutions VHF/UHF avec les caractéristiques de dimensions données. De plus le niveau de découplage apporté par cette solution s'étend sur toute la bande VHF y compris à partir de 100 MHz.

Nous avons testé une nouvelle configuration qui garde les mêmes dimensions du bloc et de la forêt de tiges que pour le cas précédent. Nous avons diminué le couple de valeur (ϵ_r, μ_r) à 2,3 afin d'obtenir un meilleur découplage. La fréquence plasmon devient 187 MHz.

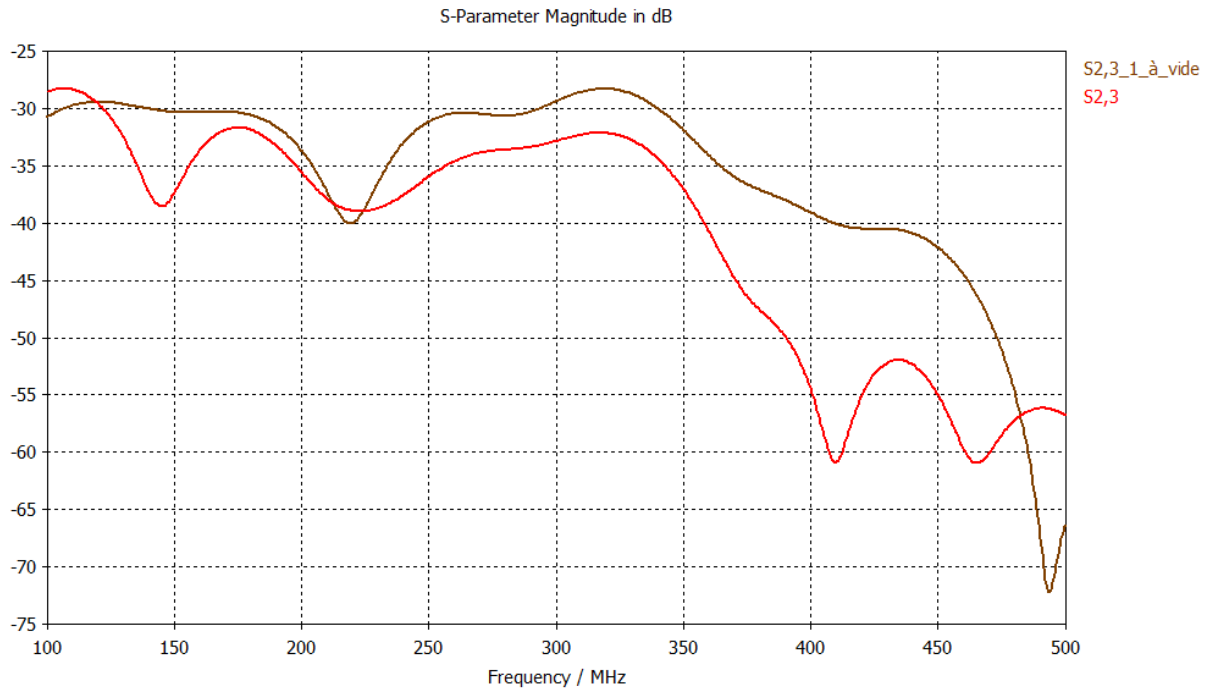


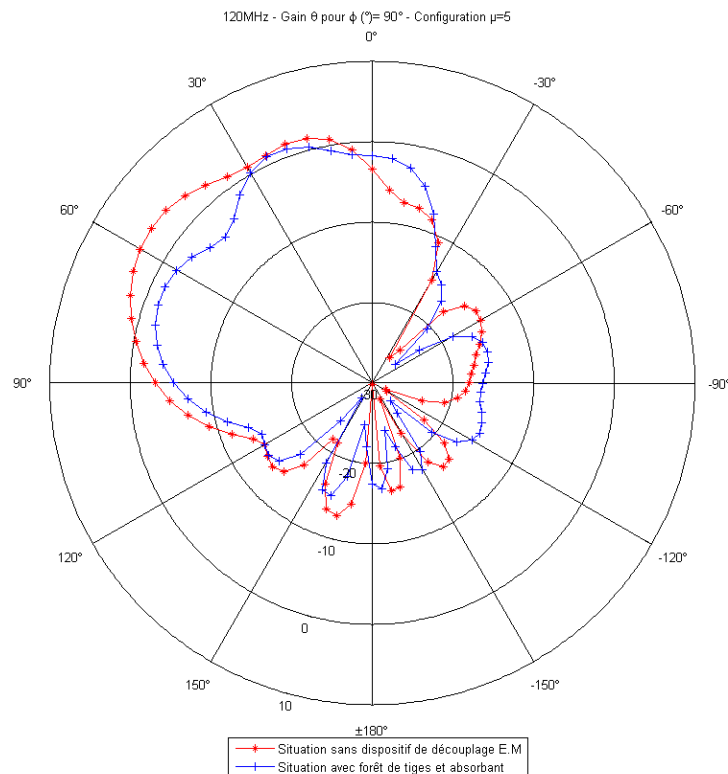
Figure n°130 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°128 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°128.

La figure n°130 démontre que le réseau composé de 14 tiges accompagné de son bloc diélectrique et magnétique agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 120 MHz et 480 MHz environ à l'exception d'une remonté du couplage à 220 MHz. A partir de 120 MHz, ce sont les tiges qui participent au découplage sauf en début de bande. D'ailleurs, dans cette bande, la forêt de tiges favorise le couplage, ce qui demeure problématique.

5.3.3.2 Les diagrammes de rayonnement pour le couple $(\mu_r, \epsilon_r) = 5$

Nous allons évaluer l'apport des blocs absorbants munis de propriétés magnétiques et du réseau de tiges sur les diagrammes de rayonnement par rapport à une situation à vide.

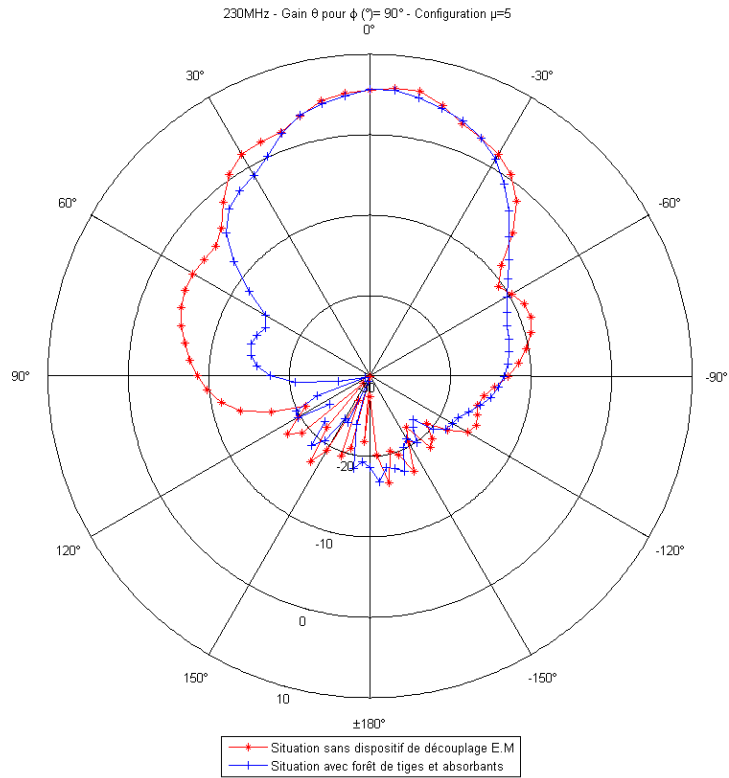
Nous considérons la composante θ pour $\varphi = 90^\circ$ pour les trois fréquences d'étude qui sont 120 MHz, 230 MHz, et 350 MHz.



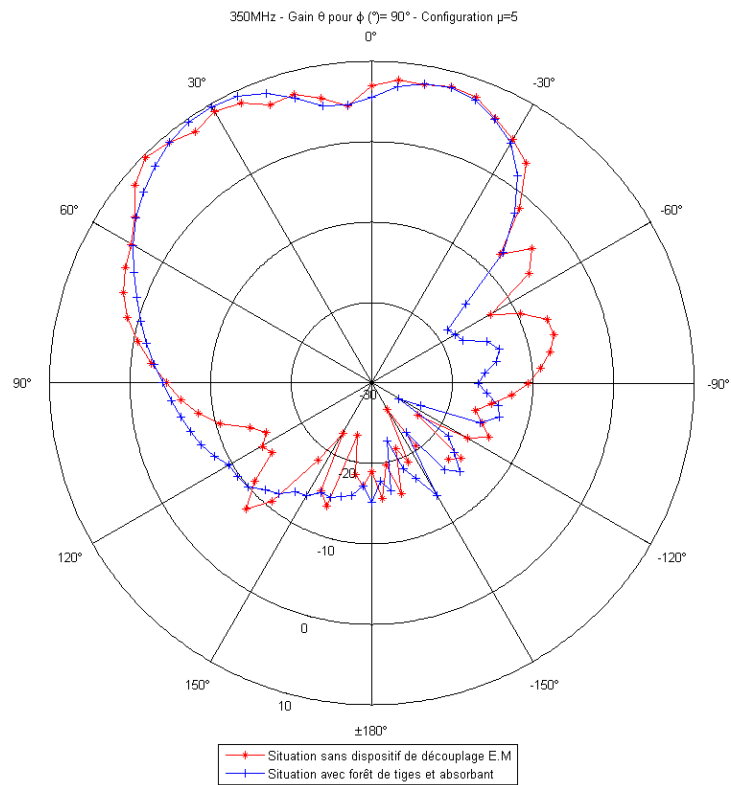
A 120 MHz, les courbes correspondantes au diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle-boucle seule, de l'antenne dipôle-boucle comportant des dispositifs de découplage électromagnétique présentent quelques différences en ce qui concerne l'ondulation du lobe principal et la modification de l'ouverture de rayonnement.

Le dispositif de découplage ainsi constitué provoque donc une diminution de l'efficacité de rayonnement.

Confidentiel



A 230 MHz, nous pouvons constater un pincement du lobe principal de rayonnement. Toutefois le gain maximal n'est pas affecté par le dispositif de découplage.



A 350 MHz, la présence du dispositif de découplage ne présente qu'une faible altération du diagramme de rayonnement.

En définitive, l'apport des propriétés magnétiques se traduit par une augmentation des performances d'absorption. Le découplage associé à cette situation est intéressant sur toute la bande de fréquence mais l'altération en basse fréquence du diagramme de rayonnement pourrait être jugée excessive. De plus, disposer d'un matériau ayant des perméabilités magnétiques et permittivité diélectriques relatives de valeurs comparables sur une aussi large bande de fréquence, représente un défi en soi.

Nous envisageons donc par la suite de ne pas utiliser un matériau ayant des propriétés magnétiques mais de recourir à un ajustement de la forme du matériau diélectrique absorbant.

5.3.4 Absorbant à pertes diélectriques avec profil géométrique

5.3.4.1 Fonction de transfert pour l'absorbant à pertes diélectriques avec profil géométrique

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions	Matériau absorbant à pertes diélectriques		Dimensions
Espace entre tige (mm)	130	Hauteur (mm)		260
Hauteur des tiges (mm)	260			
Rayon des tiges (mm)	1	Epaisseur (mm)	Bloc central	800
Nombre de rangées	3		Sous bloc	200
Tiges par rangées	14	ϵ_r		5
Fréquence plasmon (MHz)	187	$\tan \delta$		0.25

Figure n°130 : Configuration découlant de la forêt de tiges optimisée en UHF associée à un matériau absorbant à pertes diélectriques avec profil géométrique.

Le schéma de situation est le suivant :

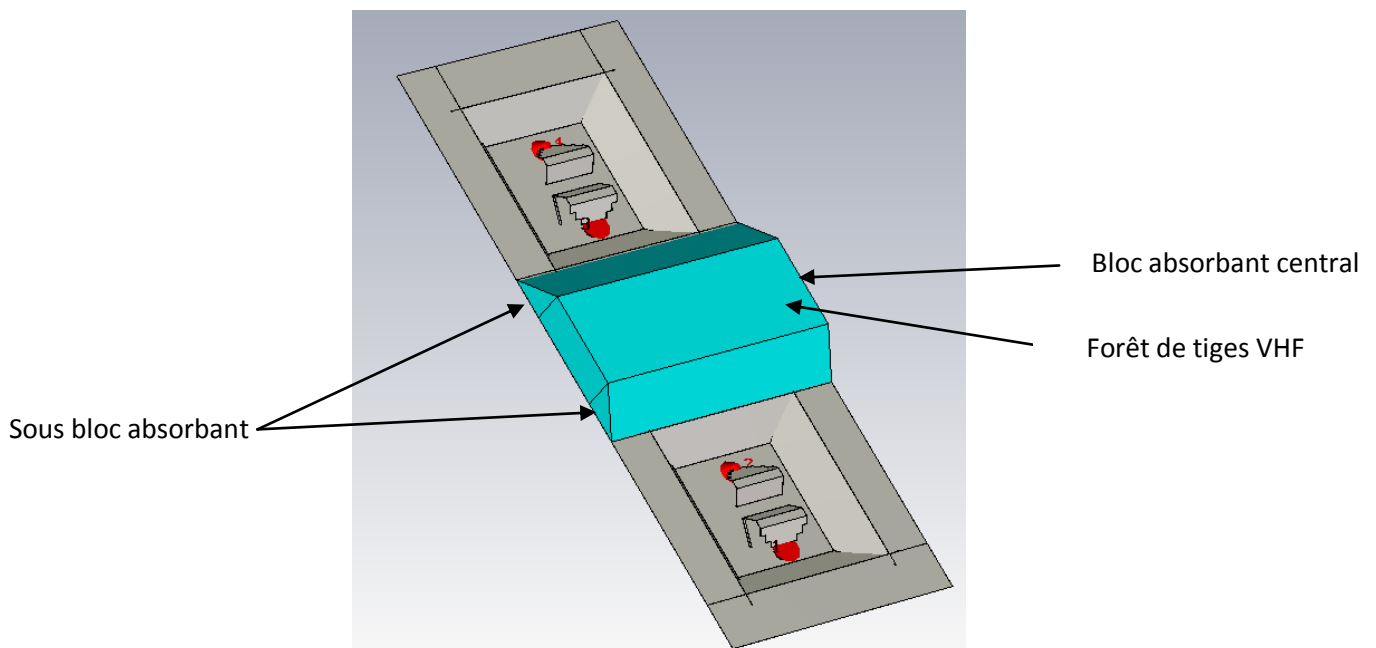


Figure n°131 : Deux antennes dipôles-boucles en cavité avec ses blocs absorbants dont les paramètres sont présentés selon la figure n°130.

Le coefficient de réflexion n'est pas affecté par la présence des tiges et des blocs absorbants.

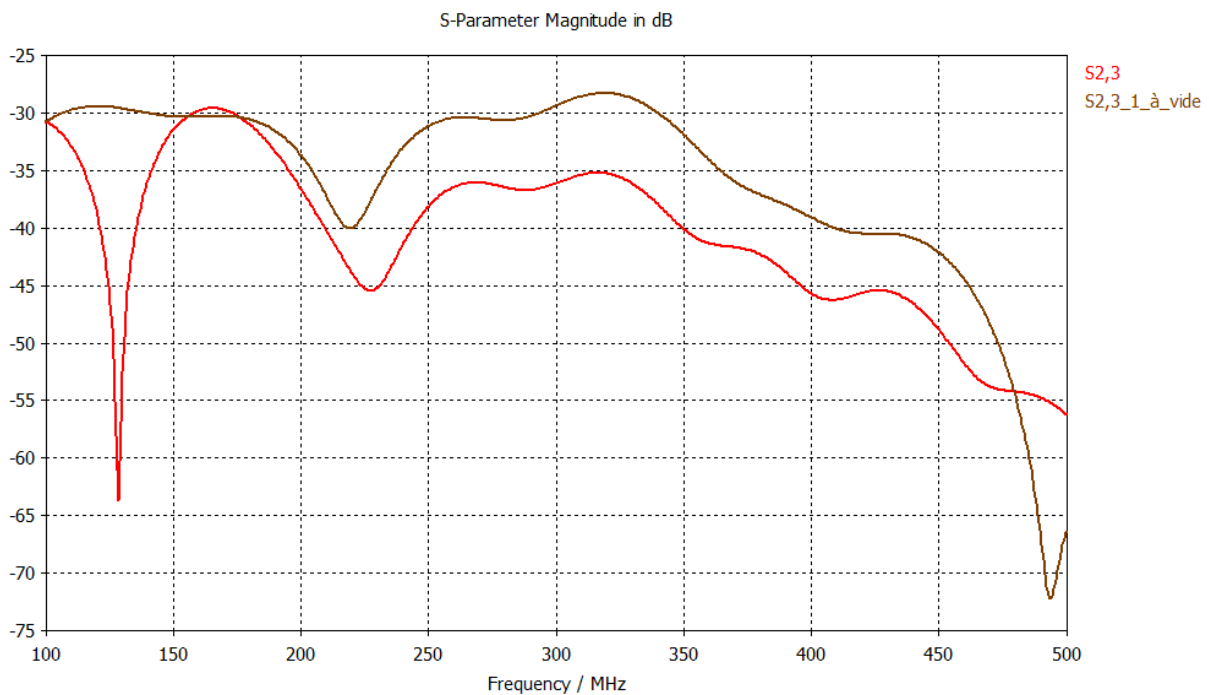


Figure n°132 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°131 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°131.

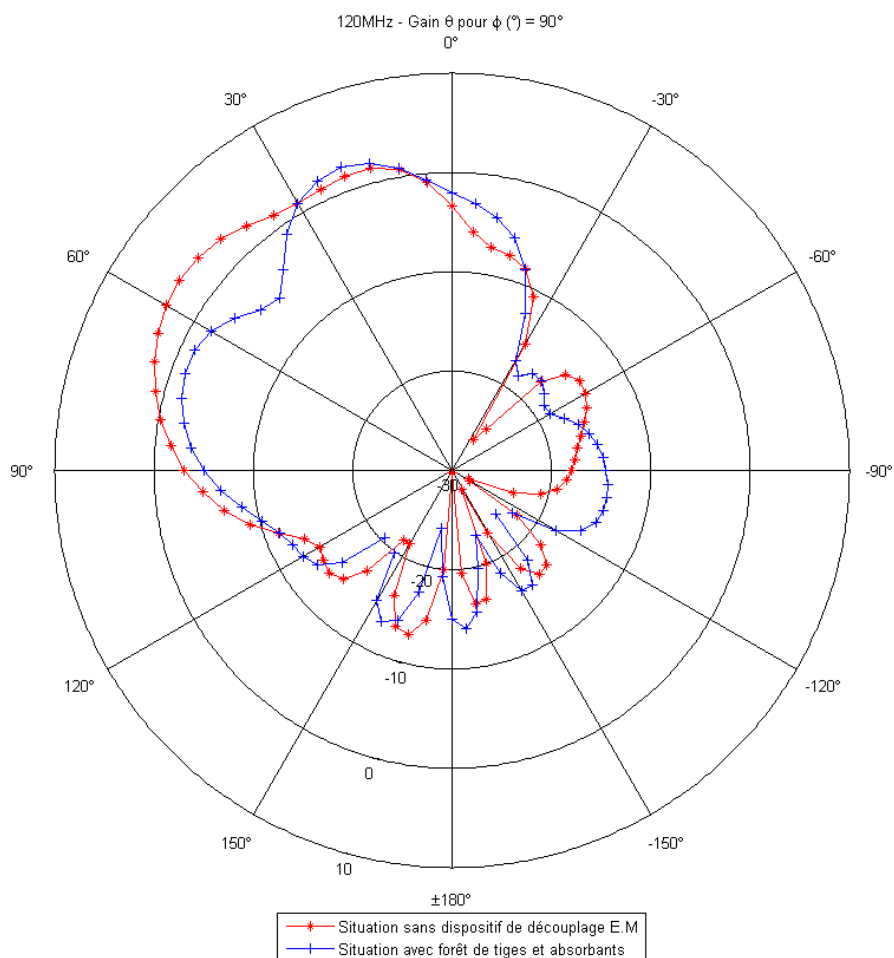
La figure n°132 fait clairement ressortir que le réseau composé de 14 tiges accompagné de trois blocs absorbants agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 100 MHz et 480 MHz environ à l'exception d'une remontée du couplage à 170MHz, ce qui demeure problématique.

La configuration forêt de tiges associée aux trois blocs absorbants se comporte bien comme une combinaison des solutions VHF/UHF avec les caractéristiques de dimensions données.

5.3.4.2 Les diagrammes de rayonnement

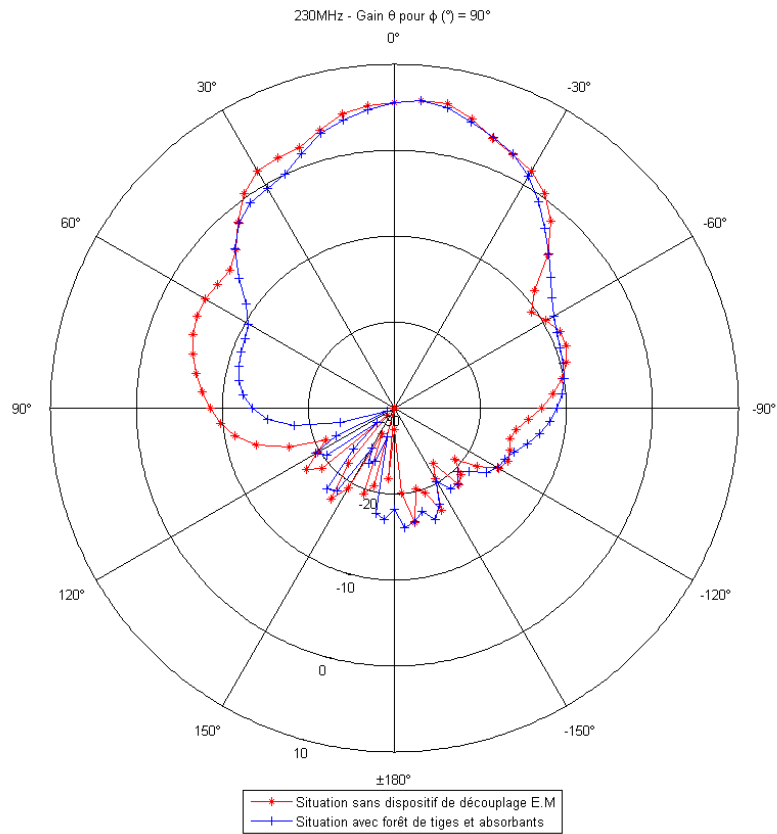
Nous allons évaluer l'influence des blocs absorbants et du réseau de tiges sur les diagrammes de rayonnement par rapport à une situation à vide.

Nous considérons la composante θ pour $\varphi^\circ = 90^\circ$ pour trois fréquences d'étude qui sont 120 MHz, 230 MHz, et 350 MHz.

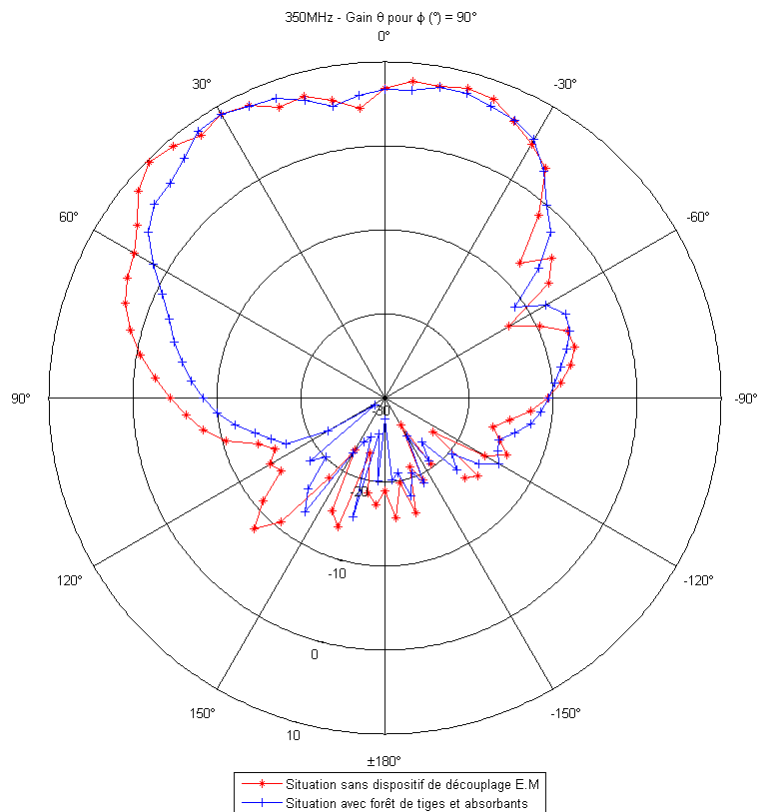


A 120 MHz, nous remarquons que la courbe de rayonnement associée à la présence du dispositif de découplage présente toujours une certaine fluctuation dans le lobe principal de rayonnement. Le lobe principal de rayonnement tend à se rapprocher légèrement de la direction verticale.

Confidentiel



A 230 MHz, nous observons que le dispositif de découplage ne modifie que très peu le diagramme de l'antenne. En particulier, le gain maximal de rayonnement est parfaitement conservé.



A 350 MHz, nous observons un léger pincement du diagramme de rayonnement. Le lobe principal de rayonnement est pratiquement identique. En définitive, nous pouvons conclure que ce type de dispositif est tout à fait éligible dans le cadre de la mise en œuvre d'un dispositif de découplage entre deux antennes, avec cependant une réserve concernant le diagramme de rayonnement à 120 MHz.

Dans le cadre d'une installation sur une mature composite, une partie de ce dispositif de découplage pourrait être intégrée à l'âme du matériau composite sur une épaisseur raisonnable (typiquement moins de 50 mm). Cependant la partie supérieure du dispositif serait alors placée au-dessus de la peau externe de la paroi, peau qui constituerait alors une séparation, à l'exception des tiges traversantes. Il convient donc de s'assurer de l'effet de cette disposition sur les performances de découplage observées. C'est l'objet du paragraphe suivant.

5.3.5 Absorbant de type diélectrique à pertes avec profil géométrique - couche d'air de 3 mm

5.3.5.1 Fonction de transfert pour l'absorbant avec profil géométrique avec couche d'air de 3 mm

Forêt de tiges optimisée en UHF [>300 MHz]	Dimensions	Matériau absorbant à pertes diélectriques		Dimensions
Espace entre tige (mm)	130	Hauteur (mm)	Bloc central	210
Hauteur des tiges (mm)	260		Bloc de dessous	47
Rayon des tiges (mm)	1	Epaisseur (mm)	Bloc central	800
Nombre de rangées	3		Sous bloc	200
Tiges par rangées	14	ϵ_r		5
Fréquence plasmon (MHz)	187	$\tan \delta$		0.25

Figure n°133 : Configuration issue de la forêt de tiges optimisée en UHF associée à un matériau absorbant à pertes diélectriques.

Il existe un vide d'air de 3 mm entre les blocs absorbants (absorbant central + absorbants latéraux) et le bloc absorbant de dessous. Il s'agit du vide correspondant à l'interposition de la paroi supérieure en fibre de verre.

En réalité, cette fibre de verre peut être représentée par une paroi diélectrique de permittivité diélectrique comparable à celle de l'absorbant. Le choix d'une couche d'air peut donc être considéré comme une situation de pire cas.

Le schéma de situation est le suivant :

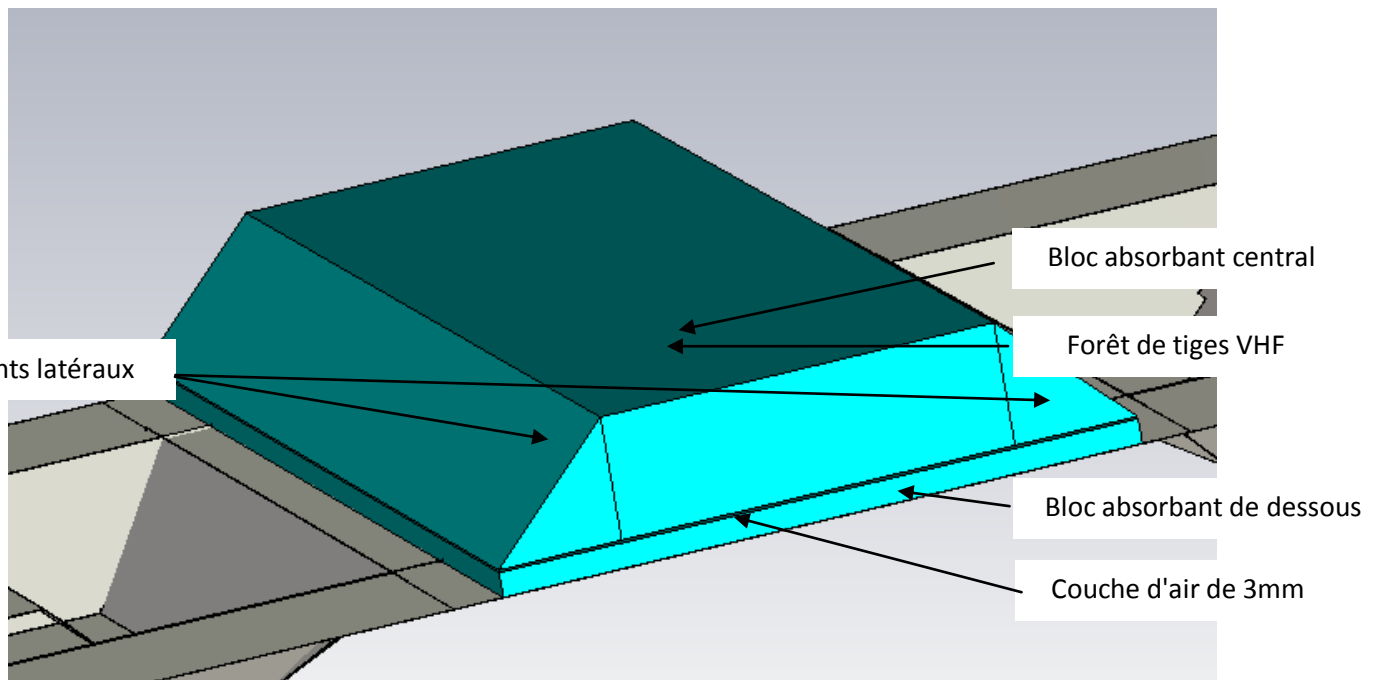


Figure n°134 : Deux antennes dipôles-boucles en cavité avec ses blocs absorbants dont les paramètres sont présentés selon la configuration de la figure n°133.

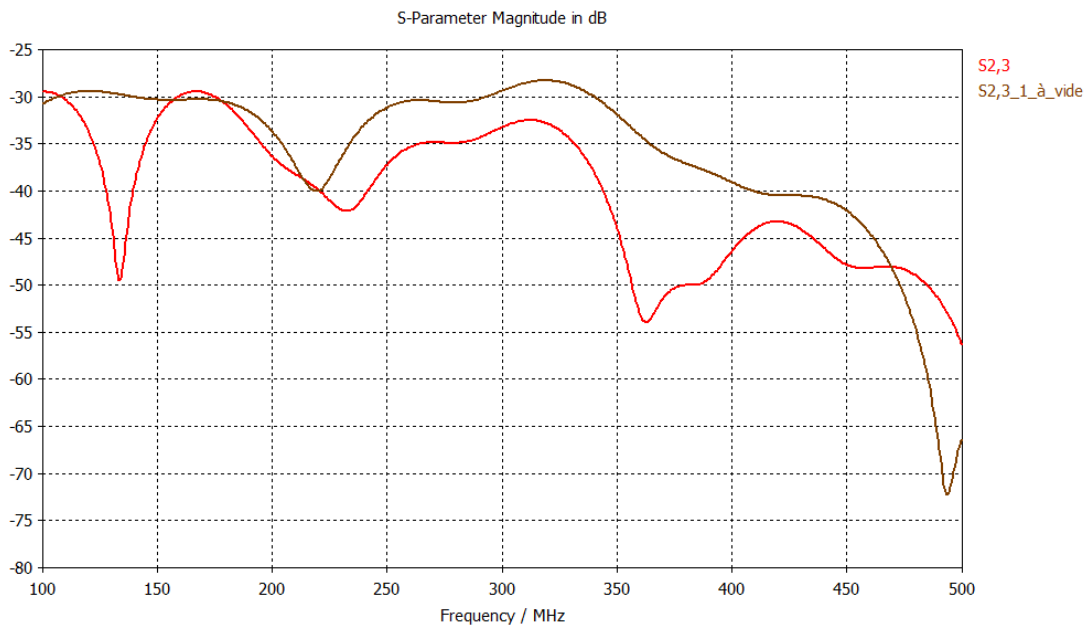


Figure n°135 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°134 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°134.

Nous notons que par rapport à la situation de référence sans vide d'air (figure n°132), que la performance de découplage n'est que légèrement dégradée dans la bande de fréquence basse. Cette solution est donc tout à fait compatible.

5.3.5.2 Les diagrammes de rayonnement

Nous avons vérifié que les diagrammes de rayonnement ne subissent pas de modification par rapport à la configuration avec dispositif « monobloc ». Donc, nous ne les avons pas relevés.

5.3.6 Tiges en contacts et hors contacts

5.3.6.1 Fonction de transfert pour l'absorbant avec profil géométrique avec tiges en contacts et hors contacts

Nous considérons la configuration avec profil géométrique que nous avons traité au paragraphe 5.3.4. Dans toutes les configurations de simulation qui précèdent, nous avons considéré que les tiges étaient connectées à la paroi support conductrice d'électricité. D'un point de vue pratique, il est intéressant d'envisager que les tiges ne soient pas connectées à la paroi. Dans ce cas, elles pourraient être espacées de quelques millimètres de cette paroi, selon l'épaisseur de la peau interne de la paroi composite. L'espace entre la base de la forêt de tiges et la paroi conductrice est pris à 15 mm puis 5 mm.

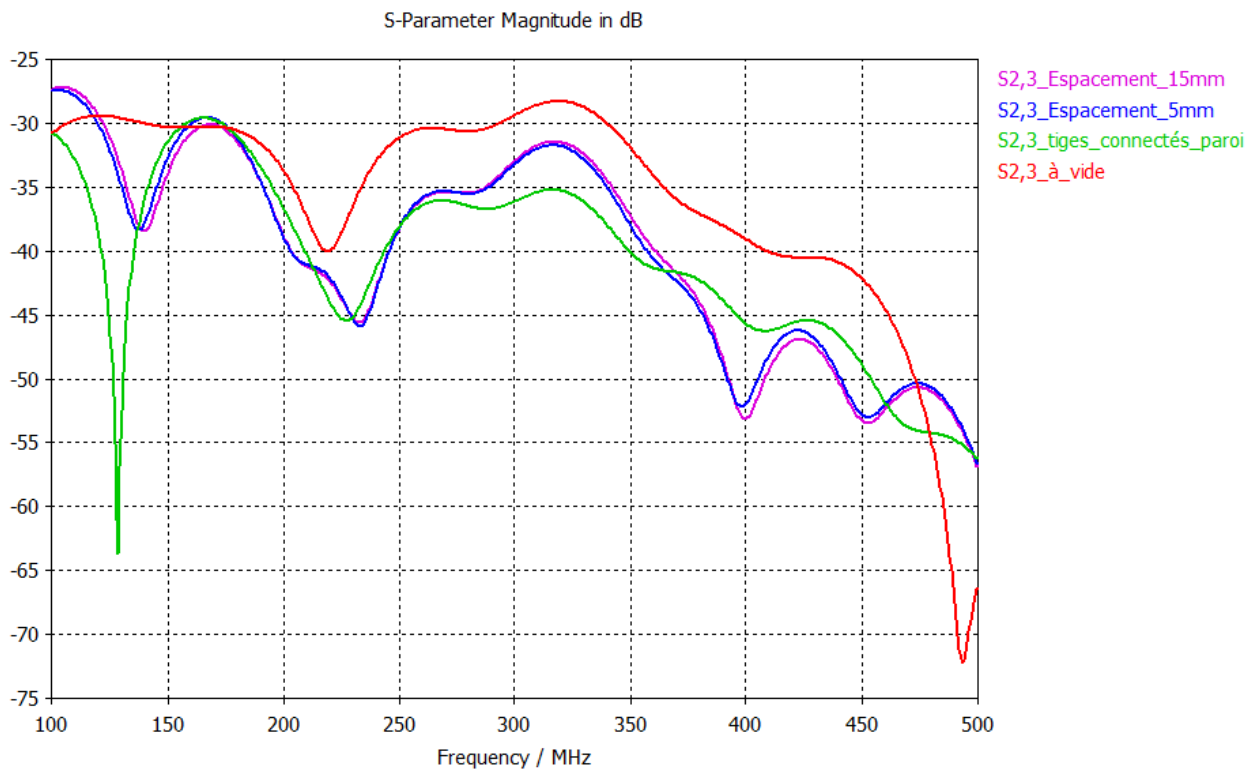


Figure n°136 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle boucle du bas de la figure n°131 et le port n°3 sur l'antenne dipôle boucle située en haut de la figure n°131.

La figure n°136 met en évidence que l'espacement de 5 mm ou de 15 mm donne des résultats similaires en terme de $S_{2,1}$.

Nous pouvons considérer que l'absence de connexion est relativement préjudiciable dans la bande [100 MHz - 200 MHz] tandis que des différences notables peuvent être constatées en haute fréquence où nous distinguons une contribution négative dans la bande [250 MHz - 350 MHz] puis positive dans la bande [350 MHz - 450 MHz].

Nous avons montré en particulier sur le plan expérimental qu'à défaut de connexion de la tige à la paroi conductrice support, il était important que les tiges soient court-circuitées à leur base (pour influencer le découplage dans la bande [100 MHz - 200 MHz]). En conséquence, le concepteur a ici le choix d'opérer suivant ces deux solutions.

5.4 Apport d'absorbants en paroi

Nous nous intéressons dans ce qui suit à l'utilisation d'un absorbant seul, sans y intégrer de forêt de tiges. Nous réalisons cette analyse en vue de poursuivre deux objectifs. Le premier est de vérifier par contraste les apports respectifs de l'absorption d'énergie et des propriétés de la forêt de tiges. Le second est d'envisager la faisabilité d'un absorbant de faible épaisseur intégrable en paroi.

5.4.1 Absorbant - hauteur de 250 mm

Nous disposons entre les deux antennes un absorbant de dimension comparable à celui envisagé jusqu'à présent. Les propriétés diélectriques sont identiques tant en ce qui concerne la permittivité diélectrique que la tangente de perte.

5.4.1.1 Fonction de transfert de l'absorbant

Matériau Absorbant à pertes diélectriques	Dimensions
Hauteur (mm)	250
Epaisseur (mm)	800
ϵ_r	5
Tan δ	0.20

Figure n°137: Configuration du matériau absorbant à pertes diélectriques.

Le schéma de situation est le suivant :

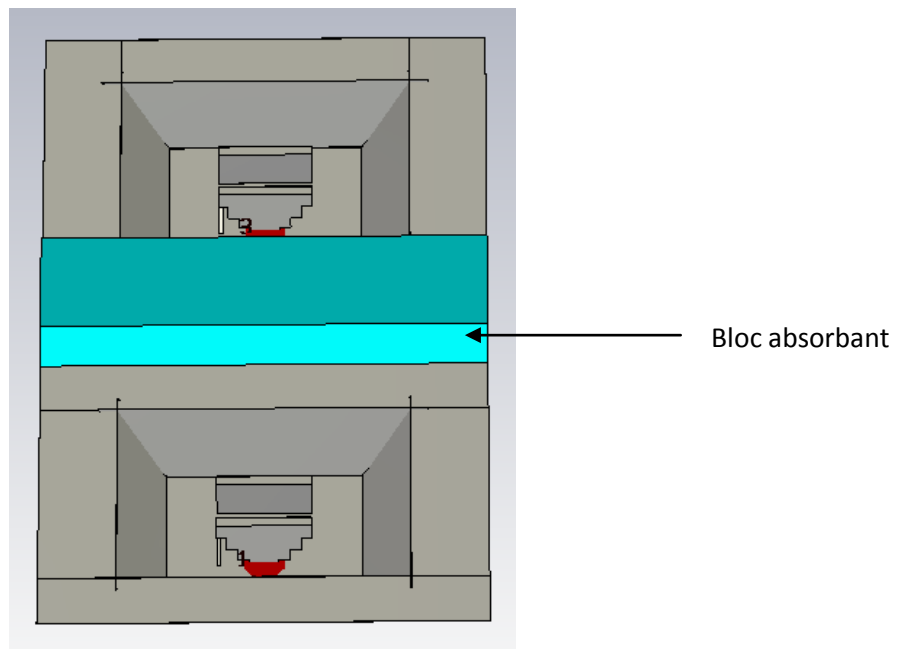


Figure n°138: Deux antennes dipôles-boucles en cavité séparées par un bloc absorbant.

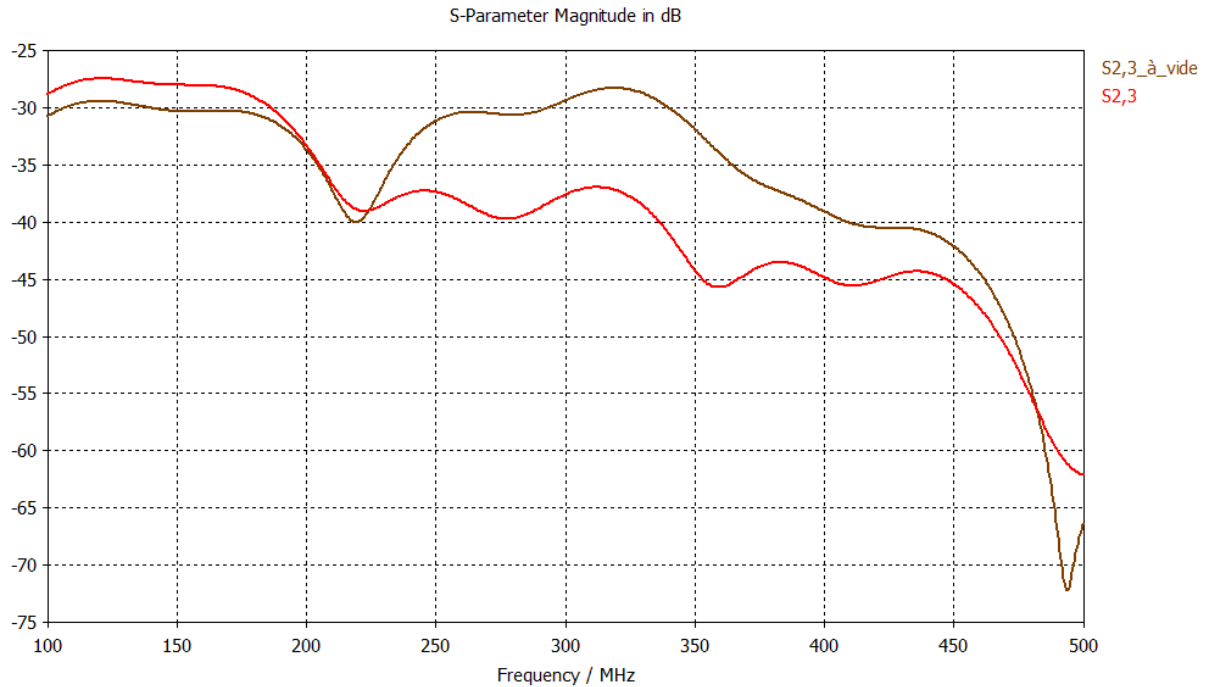


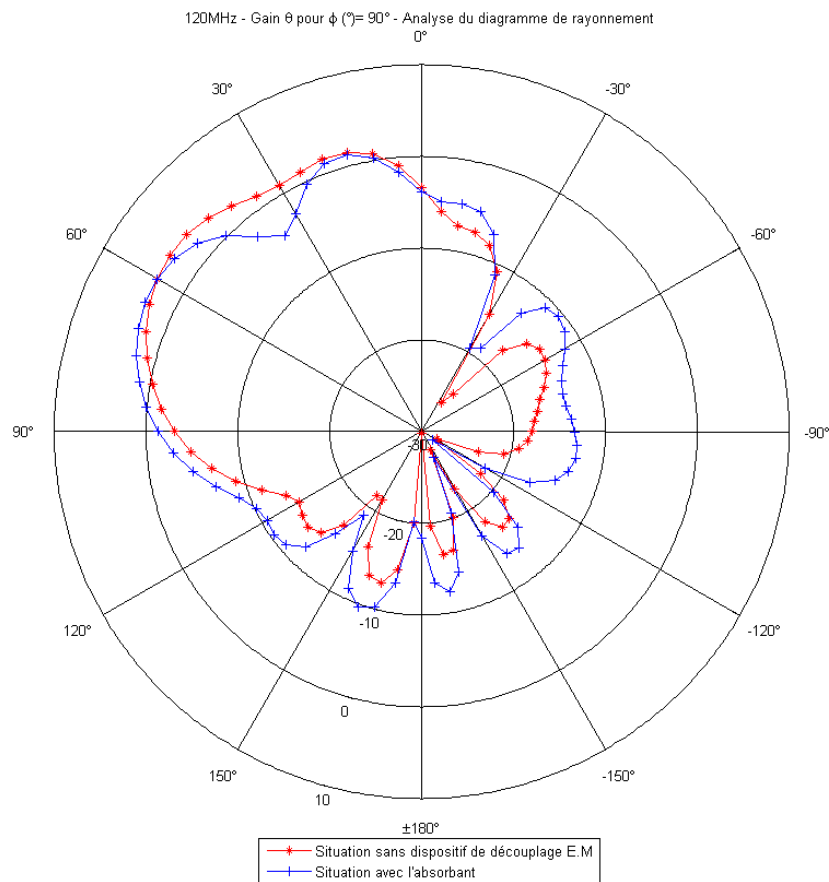
Figure n°139 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°138 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°138.

La figure n°139 démontre clairement que le bloc absorbant agit de manière très significative sur le découplage entre les fréquences de 220 MHz et 470 MHz environ. Entre 100 MHz et 220 MHz, le bloc absorbant est inefficace. C'est précisément dans cette bande de fréquence que la forêt de tiges jouait le rôle complémentaire que nous souhaitions lui attribuer. Cette simulation confirme donc le rôle complémentaire joué par la forêt de tiges et l'absorbant électromagnétique.

5.4.1.2 Les diagrammes de rayonnement

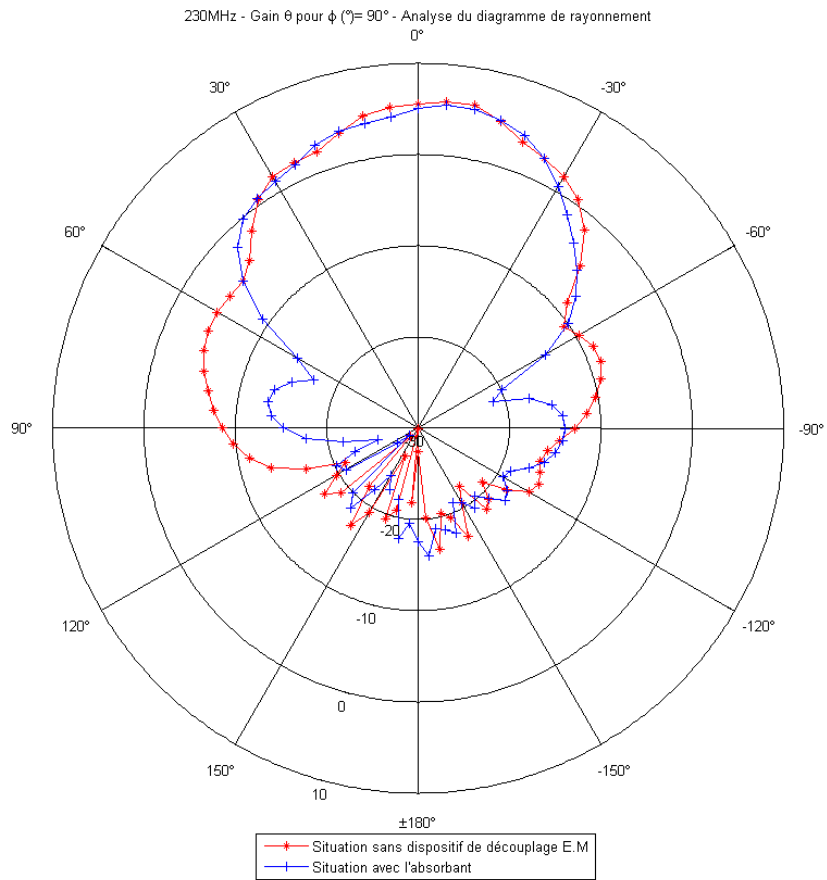
Nous allons évaluer l'influence de l'absorbant par rapport à une situation à vide.

Nous considérons la composante θ pour $\varphi^\circ = 90^\circ$ pour trois fréquences d'étude qui sont 120 MHz, 230 MHz, et 350 MHz.



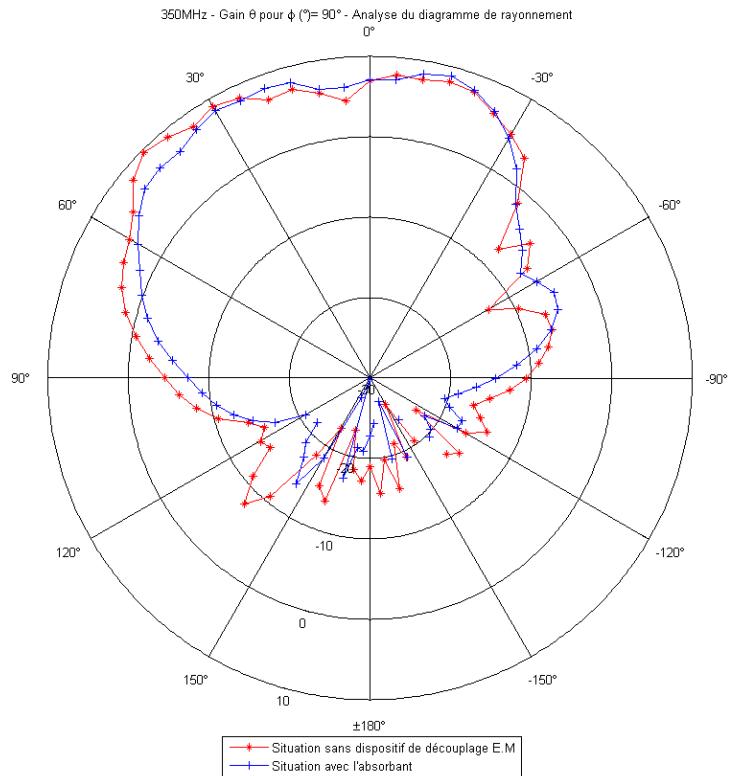
A la fréquence de 120 MHz, les courbes correspondantes au diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle-boucle seule, et de l'antenne avec dispositif de découplage électromagnétique sont assez similaires.

Cependant, nous pouvons distinguer un léger affaiblissement du gain pour l'antenne et l'oscillation dans le lobe principal de rayonnement dans le cas du dispositif absorbant. Un tel résultat avait déjà constaté en présence de tiges, mais nous pouvons cependant considérer que les tiges contribuaient à renforcer cet effet.



A la fréquence de 230 MHz, le diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle-boucle comportant l'absorbant est plus directif.

Le gain maximal de l'antenne est similaire à celui présenté par l'antenne sans dispositif de découplage électromagnétique.



A 350 MHz, le gain dans la direction principale de rayonnement est similaire.

A la fréquence de 350 MHz, le diagramme de rayonnement dans la demi-sphère supérieure est relativement bien conservé par référence à celui de l'antenne dipôle-boucle à vide.

5.4.2 Absorbant - hauteur de 50 mm

Matériau absorbant à pertes diélectriques		Dimensions
Hauteur (mm)		50
Epaisseur (mm)	Bloc central	800
	Sous bloc	200
ϵ_r		5
$\tan \delta$		0.25

Figure n°140: Configuration du matériau absorbant à pertes diélectriques avec une hauteur de 50 mm.

Nous souhaitons maintenant réduire la hauteur de l'absorbant à 50 mm, ce qui représente une épaisseur d'âme du matériau composite tolérable.

Le schéma de situation est le suivant :

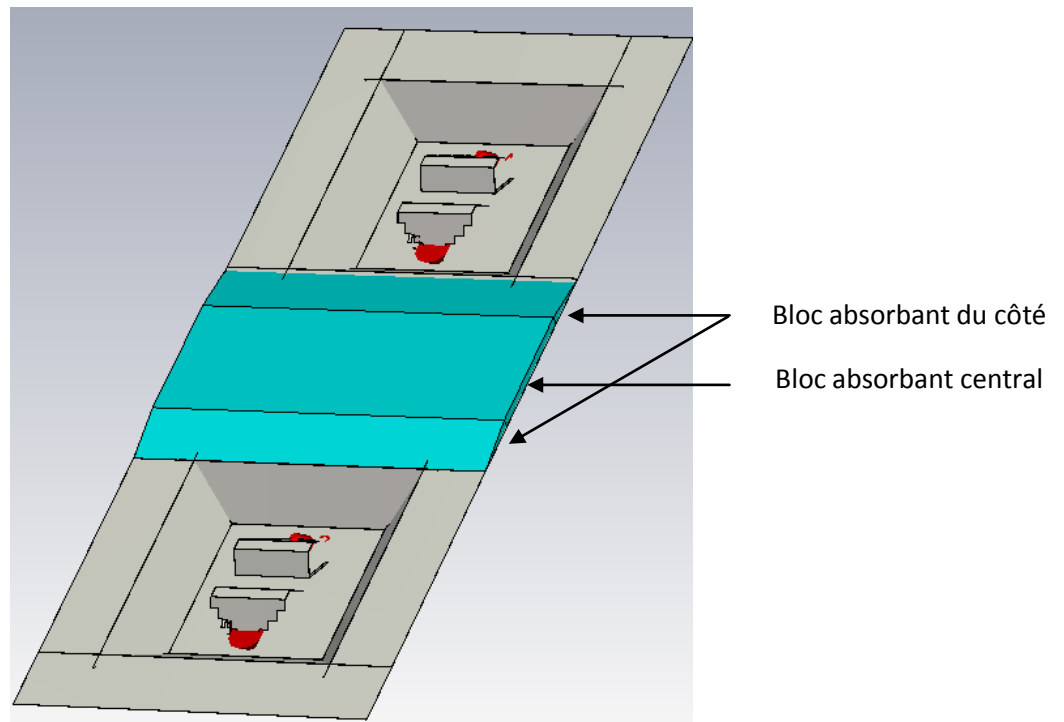


Figure n°141: Deux antennes dipôles-boucles en cavité avec ses blocs absorbants.

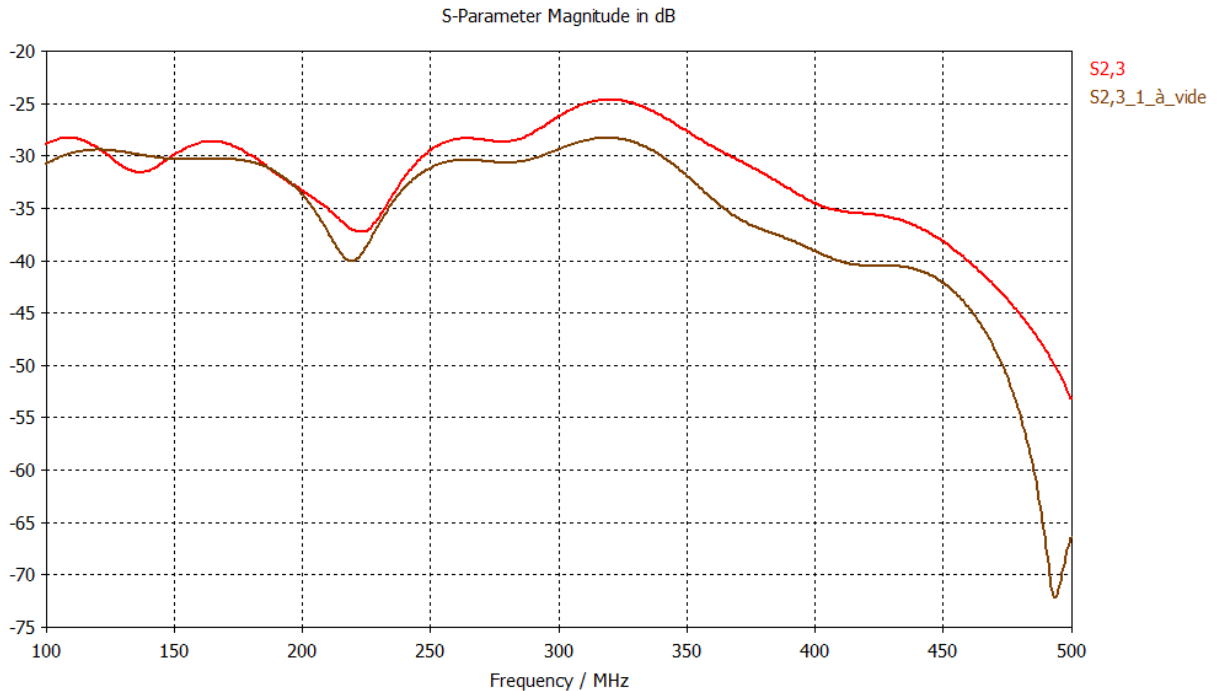


Figure n°142 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°141 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°141.

La figure n°142 prouve que les blocs absorbants ne contribuent pas au découplage entre les fréquences de 100 MHz et 500 MHz environ. Au contraire, il existe une augmentation du couplage pour les fréquences supérieures à 250 MHz. Cette augmentation du couplage entre antennes est cependant l'indice d'une modification des conditions de propagation du champ électromagnétique se propageant entre les deux antennes introduites par l'existence de l'absorbant de faible hauteur. Nous pouvons donc affirmer que cet apport pénalisant est lié aux phénomènes de diffraction des ondes sur l'absorbant, dont la contribution en termes d'absorption d'énergie est alors peu significative.

Pour vérifier cette hypothèse, nous revenons à une configuration maintes fois envisagées dans cette thèse, qui consiste à doter l'absorbant de propriétés magnétiques de sorte que l'impédance du milieu qu'il constitue soit proche de l'impédance d'onde de l'air.

5.4.3 Absorbant - hauteur de 50 mm avec propriétés magnétiques

Matériau absorbant avec propriétés magnétiques		Dimensions
Hauteur (mm)		50
Epaisseur (mm)	Bloc central	800
	Sous bloc	200
ϵ_r		5
μ_r		5
Tan δ		0.25

Figure n°143 : Configuration du matériau absorbant avec propriétés magnétiques pour une hauteur de d'absorbant central de 50 mm.

La situation est identique à la précédente mais avec une exception notable. Les trois blocs absorbants possèdent des propriétés magnétiques telles que la perméabilité magnétique soit $\mu_r = 5$.

Le schéma de situation est le suivant :

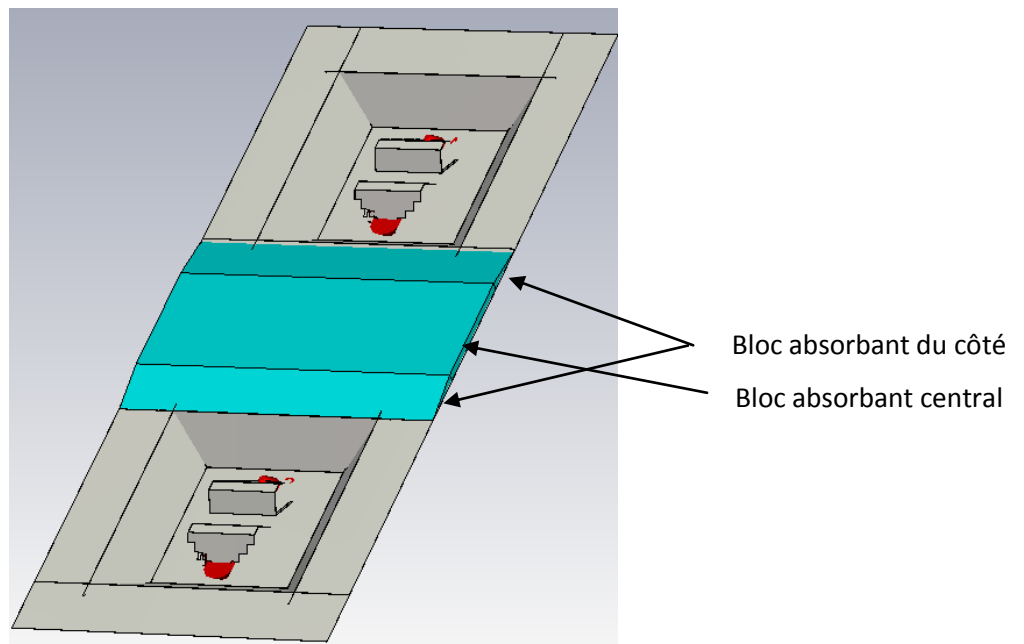


Figure n°144 : Deux antennes dipôles-boucles en cavité avec ses blocs absorbants

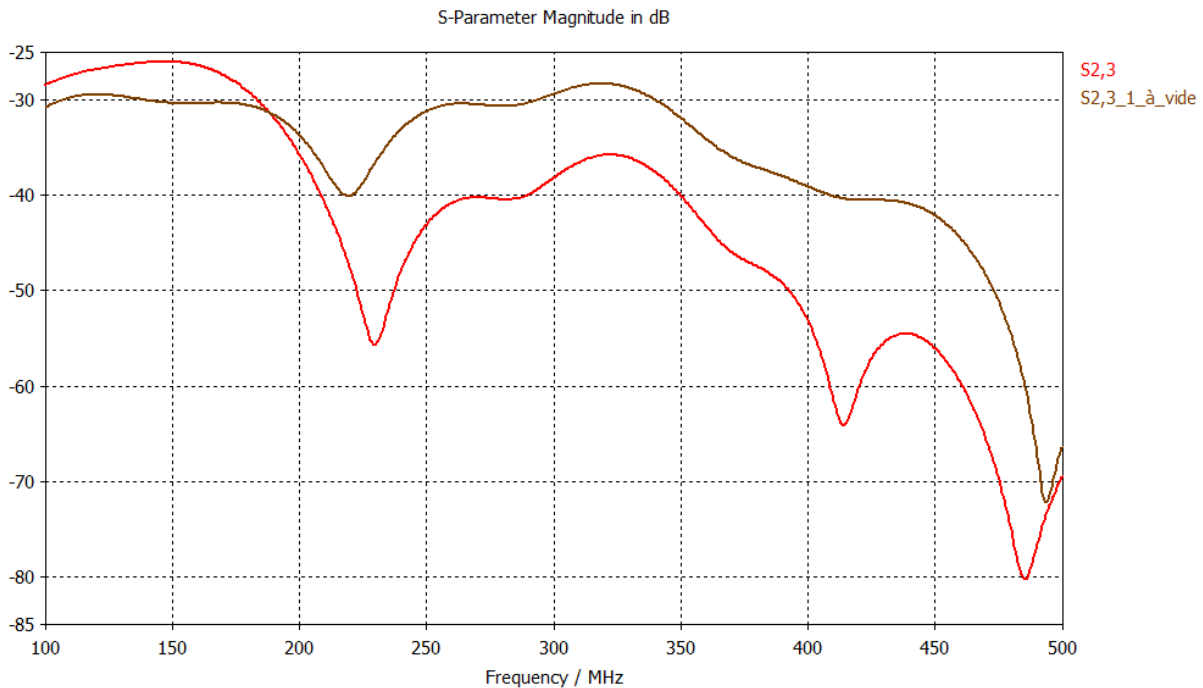


Figure n°145 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°144 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°144.

La figure n°145 met en évidence que les blocs absorbants participent au découplage entre les fréquences de 180 MHz et 470 MHz environ. Ce résultat démontre que l'utilisation d'un absorbant de faible hauteur n'est possible qu'au prix d'une excellente adaptation d'impédance (c'est l'impédance de l'air qui est concernée). D'autre part, la performance obtenue est ici renforcée par l'obtention d'une épaisseur de peau plus faible compte tenu de la valeur de la perméabilité magnétique relative du matériau ($\mu_r = 5$).

L'expression de l'épaisseur de peau est la suivante :

$$\delta = \frac{2}{\omega \sqrt{\mu \epsilon} \operatorname{tg} \Delta}$$

En début de bande, à savoir entre [100 MHz - 180 MHz], l'absorbant reste cependant inopérant.

5.4.4 Absorbant - hauteur de 50 mm avec une épaisseur de 400 mm et avec des propriétés magnétiques

Matériau absorbant avec propriétés magnétiques	Dimensions
Hauteur (mm)	50
Epaisseur (mm)	400
ϵ_r	5
μ_r	5
Tan δ	0.25

Figure n°146 : Configuration du matériau absorbant avec propriétés magnétiques pour une hauteur de 50 mm.

Nous cherchons, tout en conservant les propriétés du matériau, à minimiser son volume. Nous envisageons dans un premier temps de limiter son épaisseur tout en supprimant le profil géométrique triangulaire.

Le schéma de situation est le suivant :

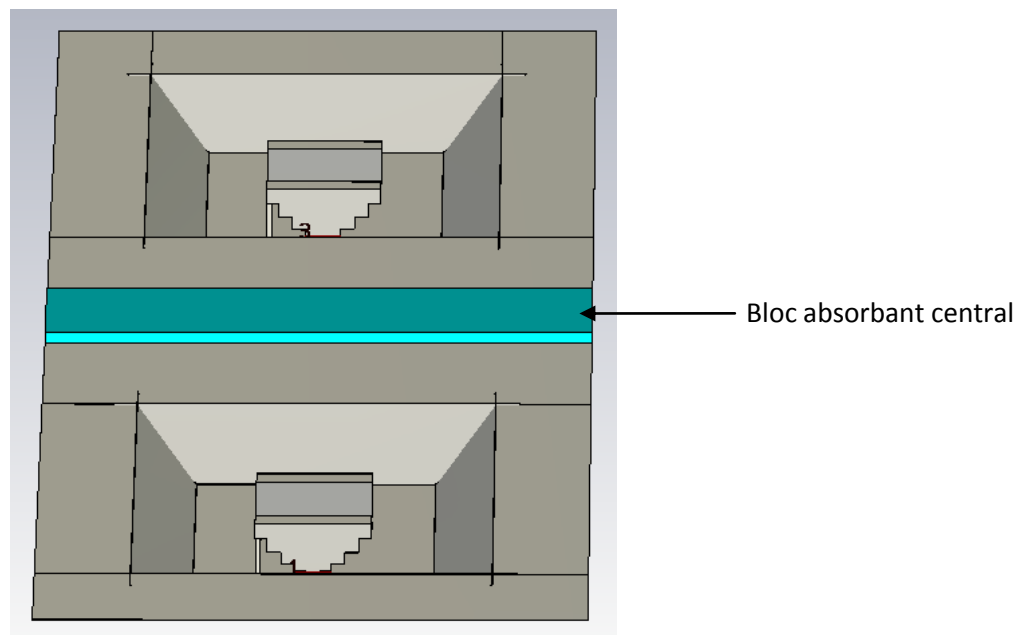


Figure n°147 : Deux antennes dipôles-boucles en cavité séparées par un bloc absorbant central.

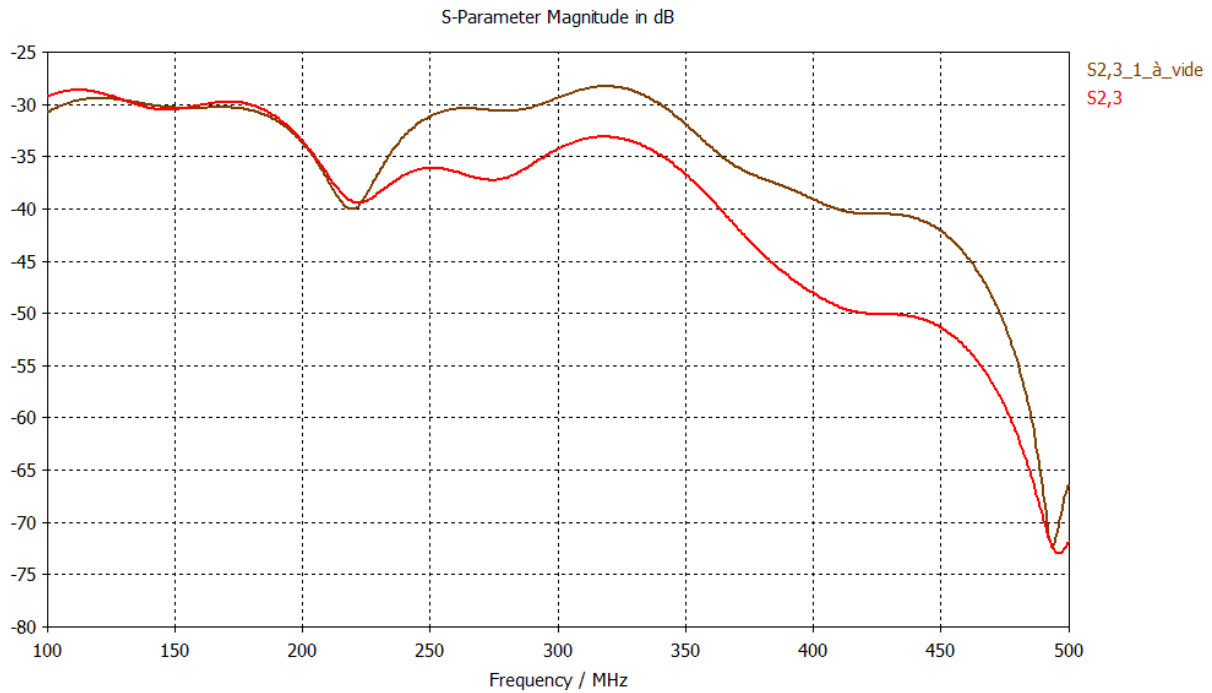


Figure n°148 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°147 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°147.

La configuration bloc absorbant de 400 mm d'épaisseur représente donc dans ces conditions (perméabilité magnétique) une solution très convenable. Certes, le gain de découplage est inférieur à la situation précédente compte tenu de la moindre épaisseur de l'absorbant mais il reste malgré tout significatif.

5.4.5 Absorbant - hauteur de 50 mm avec une largeur limitée et avec des propriétés magnétiques

Matériau absorbant avec propriétés magnétiques	Dimensions
Hauteur (mm)	50
Epaisseur (mm)	800
ϵ_r	5
μ_r	5
Tan δ	0.25

Figure n°149 : Configuration du matériau absorbant avec propriétés magnétiques pour une hauteur de 50 mm.

La largeur de bloc s'étend jusqu'à la hauteur de la cavité des deux antennes dipôles-boucles.

Le schéma de situation est le suivant :

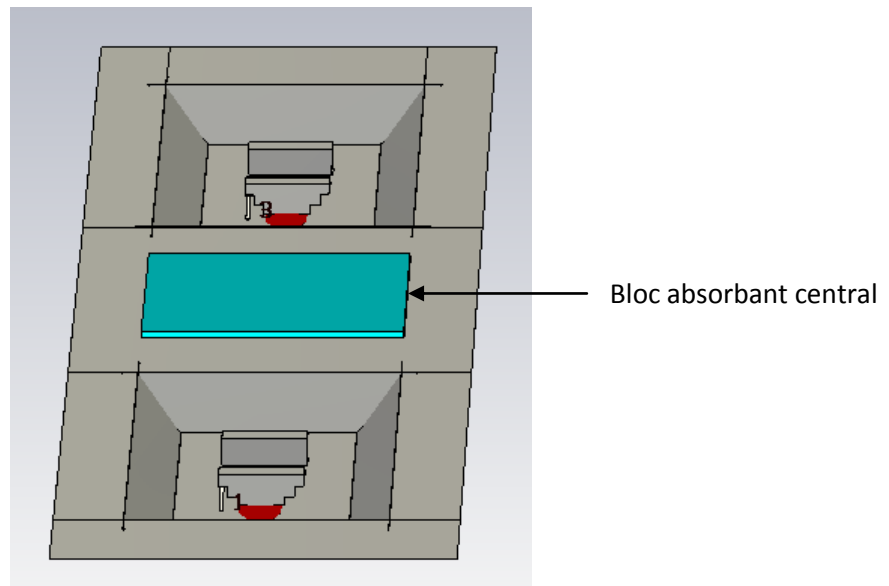


Figure n°150 : Deux antennes dipôles-boucles en cavité séparées par un bloc absorbant central.

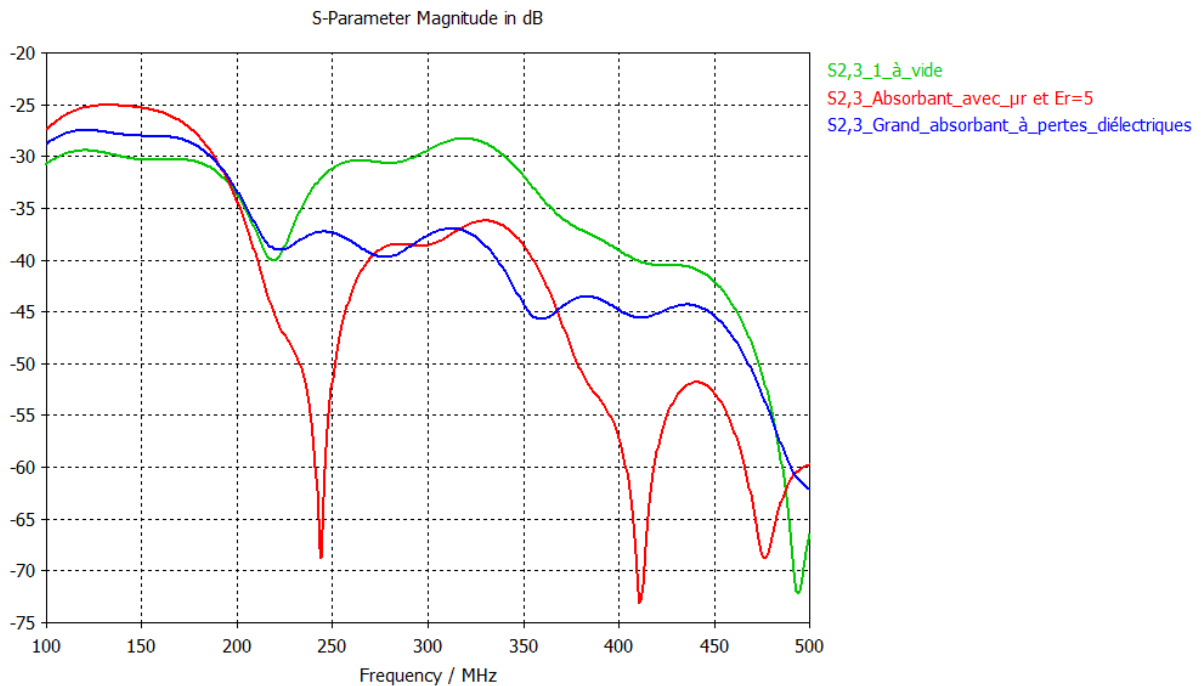


Figure n°151 : Fonction de transfert entre le port n°2 de l'antenne dipôle-boucle du bas de la figure n°150 et le port n°3 sur l'antenne dipôle-boucle située en haut de la figure n°150.

La configuration bloc absorbant de 800 mm d'épaisseur représente donc dans ces conditions (perméabilité magnétique) une solution très satisfaisante. Certes, le découplage est très significatif entre 200 MHz et 480 MHz.

Le gain en découplage dans la bande [200 MHz - 480 MHz] par rapport à la situation de référence sans protection fluctue entre 10 et 35 dB.

Cependant, en début de bande entre 100 MHz et 200 MHz, le couplage entre antennes est au contraire renforcé par la présence de cet absorbant. Ceci s'explique par l'absence d'absorption d'énergie. En effet, la profondeur de pénétration de l'onde associée à ce matériau spécifique devient grande par rapport à sa dimension physique. Son comportement est alors celui d'un matériau diélectrique et magnétique contribuant au confinement des ondes électromagnétiques.

Si nous nous limitons à la bande de fréquence couvrant 240 MHz à 500 MHz, cette solution demeure très convenable car elle offre des performances de découplage importantes atteignant ponctuellement 35 dB à 240 MHz et 25 dB à 410 MHz par rapport à une situation à vide.

Au regard de l'absorbant à pertes diélectriques, nous obtenons de meilleurs résultats de découplage avec l'absorbant aux propriétés magnétiques de 800 mm d'épaisseur sauf dans la bande fréquentielle comprise entre 260 MHz et 360 MHz.

5.5 Conclusion appliquée aux antennes dipôles boucles

Ce chapitre avait pour objet de décliner les solutions de découplage proposées au chapitre précédent en se confrontant à un cas concret de découplage d'antennes large bande [100 MHz - 500 MHz] sur une paroi composite. Deux solutions sont ici privilégiées. L'une d'elles propose de combiner un dispositif de type forêt de tiges dans la partie basse du spectre avec un matériau absorbant en plus haute fréquence.

Les analyses menées au cours de ce chapitre nous amènent à définir deux solutions potentielles dont la réalisation dépend pour partie de caractéristiques de matériaux spécifiques.

La première solution proposée consiste à utiliser un réseau de tiges périodiques noyé dans un absorbant diélectrique à pertes dont le profil géométrique est adapté. En supposant disposer d'un matériau diélectrique de permittivité diélectrique relative égale à 5 et de tangente de pertes égale à 0,2, nous aboutissons à une performance de découplage sur pratiquement toute la bande concernée. Nous montrons en particulier que cette solution peut être rendue compatible en intégrant une partie de ce dispositif au sein de la paroi composite. Le dispositif est constitué de trois rangées de tiges et sa plus grande hauteur est de 25 cm au-dessus de la paroi. Nous soulignons en particulier que c'est bien la combinaison de ces deux dispositifs qui permet l'obtention de ces performances. Ceci constitue une solution tout à fait originale à notre connaissance.

La seconde solution est plus limitée en fréquence (> 200 MHz) et repose uniquement sur l'utilisation d'un absorbant de nature différente. Celui-ci est cette fois doté de propriétés magnétiques, ce qui a pour effet de diminuer la profondeur de pénétration mais surtout de diminuer le contraste d'impédance de l'onde à l'interface air/matériau. Dans ces conditions, un absorbant de faible hauteur (50 mm) et d'épaisseur équivalente à la solution précédente est suffisant pour obtenir un découplage significatif dans la bande 200 MHz à 500 MHz. Cette seconde solution suppose cependant de mettre au point ou de disposer d'un matériau ayant des propriétés particulièrement remarquables sur toute cette bande de fréquence. Le projet SAMCOM se donne d'ailleurs précisément pour objectif l'obtention de matériaux innovants dans le cadre d'une des tâches de ce projet.

C'est sur la base de ces deux solutions que le démonstrateur naval du projet SAMCOM sera réalisé dans le cadre du test des dispositifs de découplage « grandeur nature ».

6 CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

6.1 Conclusion générale

Nous rappelons que l'objectif de cette thèse était d'une part d'évaluer des solutions innovantes pour l'intégration d'antennes à des parois en matériau composite permettant de préserver leurs performances radioélectriques, et d'autre part de rechercher des solutions de découplage d'antennes.

Nous avons tout d'abord constaté que le plan de référence de l'antenne peut être éventuellement minimisé pour limiter son encombrement. Toutefois, en étant situé sur une paroi dont la face arrière est munie d'un plan conducteur d'électricité (le plan de masse de la structure), le couplage à cette paroi se produit lorsque la distance entre ce plan de référence de l'antenne et le plan de masse de la structure est faible. Ce couplage provient de la diffraction par les bords du plan de référence à l'origine de courants induits sur ce plan de masse de la structure. Les effets de bords de la paroi peuvent à leur tour également contribuer à un rayonnement parasite. Plusieurs solutions peuvent être envisagées pour limiter cette interaction. Deux solutions potentielles ont fait l'objet d'investigations spécifiques:

- L'insertion de matériaux de type ferrite à pertes dont l'objectif est de dissiper le flux magnétique engendré par les variations de courants. Ce matériau, judicieusement placé, peut donc confiner localement (mais partiellement) le rayonnement électromagnétique et diminuer le couplage vers l'environnement. Un matériau de type ferrite possède un comportement large bande et est plutôt bien adapté aux fréquences VHF (30 MHz - 300 MHz). Nous avons en particulier montré qu'il était possible de limiter le volume de ferrite nécessaire, dont la densité est très élevée, aux emplacements qui correspondent aux bords du plan de référence de l'antenne.

- Dans le contexte d'une solution plus naturellement bande étroite, des surfaces spécifiques dites surface haute impédance (S.H.I) ont été envisagées. Elles présentent l'avantage, sans recours à un matériau spécifique dont la composition doit être ajustée, de modifier l'impédance présentée par la paroi tout en diminuant l'interaction avec les bords de cette dernière. Nous avons montré qu'il était possible de calculer rapidement la géométrie d'une telle structure périodique au moyen d'une formulation analytique tirée de la littérature

scientifique et d'une adaptation de celle-ci à partir de la simulation du coefficient de réflexion d'un plan SHI infini.

Nous avons abordé les solutions de découplage d'antennes hébergées sur une même paroi composite. Ces solutions ont été traitées dans des configurations simples mettant en scène des antennes en espace libre. Progressivement, nous avons élaboré plusieurs solutions de découplage qui exploitent la complexification de la paroi et des antennes envisagées.

La première solution de découplage étudiée, la plus intuitive, concerne l'utilisation d'absorbants électromagnétiques. Il s'agit d'une solution souvent très adaptée si l'impédance de l'absorbant est de l'ordre de grandeur de l'impédance d'onde dans l'air, et ce, sur toute la bande de fréquence de découplage souhaitée. Cependant, il s'agit d'une condition difficile à remplir, et peut nécessiter la mise au point de matériaux spécifiques. D'une manière générale, un absorbant électromagnétique doit se situer dans le flux de rayonnement dirigé d'une antenne à l'autre. Une partie de ce flux est rasante sur la paroi tandis qu'une partie de l'énergie peut provenir d'autres sources de couplage indirectes liées principalement aux effets de bords ou à la présence d'obstacles. L'emploi d'absorbants à pertes diélectriques entraîne cependant des effets de bords, induisant la mise en œuvre d'hauteurs d'absorbants potentiellement bien supérieures à la hauteur des antennes et rend parfois nécessaire l'utilisation d'absorbants munis de propriétés magnétiques.

La deuxième solution concerne les surfaces à bande interdite électromagnétique (BIE). Cette solution est évidemment très proche du concept de surface SHI utilisée précédemment pour l'intégration d'antenne. Cependant, son utilisation est totalement différente puisqu'il s'agit de contrecarrer la propagation des ondes en incidence rasante. Afin d'assurer un découplage suffisant, la surface BIE conçue doit être adaptée en hauteur de telle sorte qu'elle intercepte un flux suffisant de rayonnement. Ce type de solution est par essence efficace (voire très efficace) en bande étroite seulement. Bien que nous n'ayons pas poursuivi dans cette direction, il pourrait être envisagé d'adapter ces solutions en bande large en augmentant les pertes à l'aide de différents dispositifs.

La troisième solution proposée repose sur un dispositif extrêmement simple. Il s'agit d'une tige (matériau conducteur cylindrique) de longueur équivalente à la longueur d'onde et dont la seule fonction est de diffracter une onde incidente de telle sorte que le récepteur dans l'alignement Emetteur-Tige-Récepteur reçoive un signal atténué. Elle présente la particularité d'être un procédé original et simple à mettre en œuvre. A titre d'exemple nous avons montré qu'un tel dispositif pouvait augmenter le découplage entre deux antennes patch en espace libre d'environ 8 à 9 dB lorsque celles-ci sont situées à une distance de l'ordre de deux longueurs

d'onde l'une de l'autre. Cependant, associée à une paroi conductrice d'électricité, la tige métallique perd son efficacité (sauf si elle est placée en position verticale mais avec une bien moindre efficacité). Elle devient une solution insuffisante au regard des autres solutions, en présence du plan de masse structure associé à la paroi en matériau composite.

Ce résultat a inspiré une dernière famille de solutions qui plus est large bande dans son principe. Cette solution de découplage, constituée d'un milieu artificiel à base de forêt de tiges permet de manière très économique d'assurer le découplage au moyen de quelques rangées de tiges conductrices et ce sur une gamme de fréquence assez large située principalement en deçà d'une fréquence dite fréquence plasmon. La hauteur des tiges est fixée au quart de longueur d'onde correspondant à cette fréquence et leur espacement est d'un huitième de longueur d'onde.

La mise en œuvre d'une solution de ce type a ensuite été envisagée pour une antenne dipôle-boucle dans la bande 100 MHz - 500 MHz. L'emploi de différentes forêts de tiges adapté chacune à un spectre de fréquence particulier a été envisagé. Cependant, cette solution aboutit à des hauteurs de tiges irréalistes en basse fréquence. L'immersion dans un bloc diélectrique a donc été envisagée ainsi que l'utilisation simultanée de tiges immergées dans un matériau absorbant.

Nous avons montré qu'une synergie est tout à fait envisageable entre la forêt de tiges et un bloc absorbant à pertes diélectriques, se comportant comme un absorbant dans la partie haute du spectre mais comme un diélectrique dans la partie basse du spectre. Dans ces conditions, la forêt de tiges est à l'origine de l'effet de découplage dans la partie basse du spectre fréquentiel, tandis que l'absorbant joue ce rôle dans la partie haute du spectre. Ainsi, nous obtenons une solution large bande. Nous avons illustré cette solution en proposant une conception de ce dispositif de découplage hybride pour des antennes dipôles-boucles dans la bande 100 MHz - 500 MHz.

En outre, un absorbant de faible hauteur est tout à fait concevable seulement si l'impédance de l'absorbant est relativement proche de l'impédance d'onde dans l'air, et ce sur toute la bande de fréquence visée. Dans ces conditions il serait donc possible d'intégrer des absorbants au sein la paroi porteuse composite.

6.2 Perspectives

La poursuite de ces travaux concerne notamment la mise au point d'absorbants électromagnétiques dont les propriétés seraient adaptées à l'usage souhaité. La mise au point de matériaux (résines, mousses) chargés dans le cadre de SAMCOM est actuellement en cours et se poursuivra. Il est cependant clair qu'il sera difficile de maîtriser le comportement de ces matériaux pour un spectre de fréquence s'étalant de la VHF à l'UHF et au-delà.

Les travaux sur le découplage mettent également en évidence qu'il n'existe pas à l'heure actuelle de méthodes parfaitement établies pour entreprendre des mesures de découplage sur porteur, indépendantes de l'environnement dans lequel la mesure s'effectue. Les mesures de découplage représentent donc un défi pour la mesure entre antennes intégrées à une structure. Bien que les mesures puissent être réalisées en chambre anéchoïque, il paraît difficile de calibrer les mesures au sens de la définition d'une zone tranquille, classiquement établie pour une mesure d'antenne non intégrée. La faisabilité en chambre réverbérante constitue une alternative intéressante.

7 ANNEXES

7.1 Annexe 1 : La ferrite

Les paramètres du matériau sont donnés par :

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \varepsilon_0 \varepsilon_r \\ \mu_r^* &= \mu_r' - \mu_r''\end{aligned}\quad [54]$$

Dans ces conditions, la constante de propagation au carré dans un tel milieu s'écrit :

$$\begin{aligned}\gamma^2 &= [(u' + ju'') jw][jw\varepsilon] \\ \gamma^2 &= -w^2[\varepsilon u' + j\varepsilon u'']\end{aligned}\quad [55]$$

On cherche à extraire a et b tels que

$$\begin{aligned}\gamma &= \alpha + j\beta \\ \gamma^2 &= \alpha^2 - \beta^2 + 2j\alpha\beta\end{aligned}\quad [56]$$

Par identification, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned}2\beta\alpha &= -\varepsilon u'' w^2 \\ \alpha^2 - \beta^2 &= -\varepsilon u' w^2\end{aligned}\quad [57]$$

Posons

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{-\varepsilon u'' w^2}{2\alpha} \\ \beta^2 &= \frac{\varepsilon^2 u''^2 w^4}{4\alpha^2}\end{aligned}\quad [58]$$

D'où l'équation suivante :

$$\alpha^2 - \frac{\varepsilon^2 u''^2 w^4}{4\alpha^2} + \varepsilon u' w^2 = 0\quad [59]$$

$$4\alpha^4 + 4\alpha^2 \varepsilon u' w^2 - \varepsilon^2 u''^2 w^4 = 0$$

Appliquons un changement de variable :

$$\begin{aligned}\text{Posons } X &= \alpha^2 \\ 4X^2 + 4X(w^2 \varepsilon u') - \varepsilon^2 u''^2 w^4 &= 0 \\ \Delta &= 16w^4 \varepsilon^2 (u'^2 + u''^2) > 0 \\ \sqrt{\Delta} &= 4w^2 \varepsilon \sqrt{(u'^2 + u''^2)}\end{aligned}\quad [60]$$

$$X_1 = 0.5 \times [-(w^2 \varepsilon u') + w^2 \varepsilon \sqrt{(u'^2 + u''^2)}] \quad [61]$$

et

$$X_2 = 0.5 \times [-(w^2 \varepsilon u') - w^2 \varepsilon \sqrt{(u'^2 + u''^2)}] \rightarrow \textit{impossible}$$

Si on retient la solution physique, nous écrivons:

$$X_1 = 0.5 \times [-(w^2 \varepsilon u') + w^2 \varepsilon \sqrt{(u'^2 + u''^2)}]$$

On en déduit que l'épaisseur de peau δ est donné par :

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{X_1}} \quad [62]$$

d'où l'épaisseur de peau :

$$\delta = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{[-(w^2 \varepsilon u') + w^2 \varepsilon \sqrt{(u'^2 + u''^2)}]}} \quad [63]$$

7.2 Annexe 2 : CMP 727 NMO de ARA Technologies



WIDEBAND PRODUCTS DIVISION

COMMUNICATION ANTENNAS

CMP-727-NMO-2

This is a broadband conical monopole antenna that is ideal for tactical and field communications applications.

The CMP-727-NMO covers the bands within 700 to 3000 MHz and handles >85W of power. These are extremely durable antennas that can be deployed many times in harsh environments. The flat black finish is suitable for use in

environments found around the world. The antenna is supplied with a standard NMO mount interface, a high frequency ARA-NMO-2 mount and 12 feet of low loss coaxial cable.



SPECIFICATIONS:

Gain	1 dBi nominal
Frequency	700 to 3000 MHz
Polarization	Vertical Linear
Impedance	50 Ohms
VSWR	2.0:1 nominal
Pattern	Omni in Azimuth; 25 deg beamwidth in Elevation
Operating Temperature	-30° to +70°C
Storage Temperature	-50° to +85°C
Power Handling	85 Watt CW; 250 W Peak
Antenna and Cable Connectors	NMO and TNC Male
Dimensions including mount	1.75" diameter x <3.8" height
Mounting	Magnetic base; 3.2" diameter

Antenna Research

12201 Indian Creek Court
Beltsville, MD 20705

Phone: 301-937-8888
Fax: 301-937-2796

www.ara-inc.com

7.3 Annexe 3 : Antenne spirale IBCA 0540-SP de IMC



Figure n°152 : Représentation de l'antenne IBCA 0540-SP de IMC.

Les dimensions de l'antenne IBCA 0540-SP de IMC sont les suivantes :

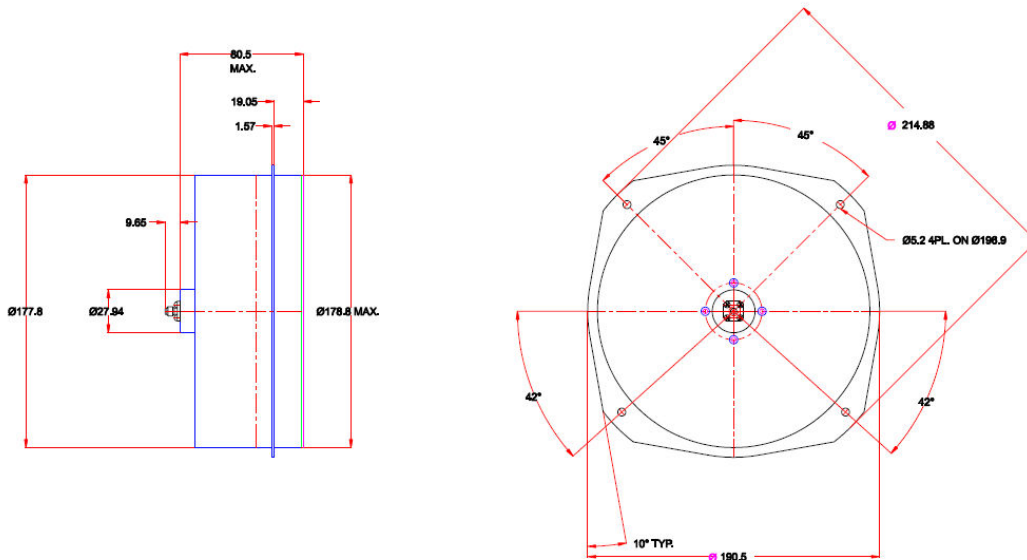


Figure n°153 : Dimensions de l'antenne IBCA 0540-SP de IMC.

Les caractéristiques électriques de l'antenne IBCA 0540-SP sont les suivantes :

ELECTRICAL:

1.- Frequency (GHz):	0.5-4.0 GHz
2.- Impedance (Ohm):	50 (nominal)
3.- VSWR:	0.5 to 3.0 GHz: 2.0:1 max 3.0 to 4.0 GHz: 2.0:1 max
4.- Polarization:	LHCP or RHCP
5.- Gain (dBi):	0.5-0.7 GHz: -9.0 0.7-1.0 GHz: 0 1.0-2.0 GHz: +3.0 2.0-4.0 GHz: +2.0
6.- Input power capability:	10 W (CW)
7.- Beamwidth (3 dB):	80° nominal
8.- Axial Ratio:	Boresight: 2.0 dB max ±45°: 3.5 dB max
9.- Beam squint:	5° max
10.- Connector input:	SMA
11.- Weight:	650 gr.
12.- Phase Tracking for pair:	±5°
13.- Amplitude tracking:	± 1 dB on boresight:
14.- Outline DWG. No.:	873.4004.3361A

7.4 Annexe 4 : Absorbant C-RAM 30 MT de Cuming Microwave



Technical Bulletin 320-2

C-RAM MT**LOSSY, CARBON FILLED, FLEXIBLE FOAM SHEET STOCK**RoHS
Compliant

C-RAM MT is a series of flexible, lightweight lossy plastic foam sheet materials. A very broad frequency range of dielectric loss is achieved through carbon loading of the foam. C-RAM MT can be used to lower the Q of cavities, attenuate surface currents, absorb stray RF energy, isolate components and plug areas of RF leakage. It is a lossy load material; applications requiring a free space reduction of reflectivity should be addressed with C-RAM LF (see Technical Bulletin 320-1).

C-RAM MT is available in several grades with varying levels of carbon loading, and thus varying tangents. Each grade is available in a range of thicknesses. The material is a soft foam and is easily cut with a sharp knife. Cuming Corporation can also supply C-RAM MT with a peel-and-stick backing, and can die-cut or machine parts to specifications.

C-RAM MT-FR is a fire retardant grade. C-RAM MT is treated with fire retardant additives during its manufacturing cycle. C-RAM MT FR meets UL-94-HF-2 requirements.

TYPICAL PROPERTIES

Color: Black
 Density (dependent upon grade):
 .06 to .13 g/cm³ (4 to 8 lb/ft³)
 Service temperature: -50 to +120°C
 -85 to +250°F)
 Tensile strength: 12 psi
 Elongation, min.: 150%
 Tear Strength: 1.5lb/inch
 Compression set, 80%: 5%
 Compression set, 90%: 10%
 Resiliency: 45%
 Insertion loss: see table on next page

**METHOD OF APPLICATION**

C-RAM MT can be readily cut with a sharp knife or a steel rule die to intricate shapes.

The normal method of applying C-RAM MT to a substrate is with a neoprene contact adhesive. For best results, the adhesive is brushed or rolled onto the substrate and allowed to dry tack-free (at least one hour). Adhesive is then applied to the back of the C-RAM MT, and when the adhesive is still tacky but no longer wet (usually about 2-3 minutes), the part is pressed against the coated substrate for an immediate and permanent bond.

Cuming Microwave offers C-BOND 287, a solvent-based, non-flammable, neoprene contact adhesive for applying C-RAM MT (see Technical Bulletin 230-5).

As an alternative, C-RAM MT can be supplied with pressure sensitive adhesive (PSA), which is not a contact adhesive, but will provide an adequate bond in most applications, since the material is quite lightweight. Simply peel off the backing, and press the part firmly to a clean surface. The PSA will adhere with high tack to metals, wood, and many plastic surfaces.

Document Control No.: N-07-000-00108-E
 08/07/08 Page 1 of 2

225 Bodwell Street, Avon, MA 02322 USA • Tel 508.580.2660 • 800.432.6464 • Fax 508.584.2309
 mwsales@cumingcorp.com • www.cumingmw.com

TABLE OF INSERTION LOSS AND ATTENUATION

GRADE	INSERTION LOSS, dB/cm (dB/inch)			ATTENUATION, dB/cm (dB/inch)
	1 GHz	3 GHz	10 GHz	3GHz
MT-14	0.2 (0.5)	0.4 (1.0)	0.9 (2.2)	0.4 (1.0)
MT-16	0.7 (1.8)	1.5 (3.8)	2.0 (5.0)	1.4 (3.5)
MT-18	0.9 (2.3)	1.8 (4.0)	2.8 (7.0)	1.5 (3.7)
MT-20	1.8 (4.5)	3.2 (8.0)	5.1 (13.0)	3.0 (7.5)
MT-22	2.2 (5.5)	3.9 (10.0)	6.3 (16)	3.7 (9.5)
MT-24	3.5 (14)	11 (32)	24 (60)	11 (27)
MT-26	4.9 (19)	16 (46)	34 (89)	16 (39)
MT-30	16 (40)	24 (60)	43 (110)	19 (49)

NOTE: Insertion loss measurements include the effects of surface reflections; the above values are close to, but not exactly, linear with thickness. For example, a ¼ inch thick piece has somewhat more than 1/4th as much insertion loss as a one inch thick piece.

Attenuation is a measure of loss within a homogeneous material, and does not take into account any reflections at interfaces. It is independent of thickness. This is a calculated, not measured, value.

AVAILABILITY

All grades of C-RAM MT are available in four standard thicknesses-- .125" (3.2mm)
 .250" (6.4 mm)
 .375" (9.5 mm)
 .500" (12.7mm)
 .750" (19.1 mm)
 1.000" (254 mm)

Standard dimensions for all grades are flat sheets 610 x 610 mm (24 x 24 in). Specify the part as C-RAM MT-xx, where xx is the grade, followed by the thickness in inches (.125, .250, .375, .500, .750, 1.000).

We can supply other dimensions, and can be die-cut or machine parts to your drawings. It is possible to supply large and thick parts with a waterproof coating for outdoor uses. Consult Cuming Microwave for more details.

C-RAM MT can also be supplied with a peel-and-stick pressure sensitive adhesive backing (specify by adding a /PSA suffix to the part name). This eliminates the need to work with liquid adhesive systems.

The information in this technical bulletin, although believed to be accurate, is not to be taken as a warranty for which Cuming Microwave assumes legal responsibility, nor as permission or recommendation to practice any patented invention without license. It is offered for verification by the customer, who must make the final judgment of suitability for any application.

Document Control No.: N-07-000-00108-E
 08/07/08

INSA de RENNES
Service des Formations

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Analyse de la compatibilité radioélectrique d'antennes associées dans un matériau composite et de la protection électromagnétique des équipements et des personnes

Nom Prénom de l'auteur : DA SILVA GEORGES

Membres du jury :

- Monsieur REINEX Alain
- Monsieur LE MEINS Cyrille
- Monsieur PARNEIX Patrick
- Monsieur GRANSART Sylvain
- Monsieur CHEYPE Cyril
- Monsieur HINDI Mohamed
- Monsieur BESNIER Philippe
- Monsieur HÉLIER Marc
- Monsieur DÉMOULIN Bernard

Président du jury: *Bernard DEMOULIN*

Date de la soutenance : 28 Mai 2014

Reproduction de la these soutenue

Thèse pouvant être reproduite en l'état
~~Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées~~

Fait à Rennes, le 28 Mai 2014

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI



Les systèmes de communication à bord de certains navires ou véhicules terrestres peuvent être très nombreux. Il en résulte des architectures de systèmes rayonnants particulièrement élaborées. La compacité de ces systèmes et leur compatibilité radioélectrique représentent des enjeux importants.

Dans le cadre du projet SAMCOM, les partenaires de projet s'attachent à exploiter l'avantage des parois porteuses en composite en termes d'intégration des antennes en paroi et de découplage électromagnétique entre éléments rayonnants.

Cette thèse porte essentiellement sur deux volets. La première partie porte sur la question d'intégration des antennes en paroi. Il s'agit pour l'essentiel de s'assurer que les caractéristiques de fonctionnement intrinsèque de l'antenne associée à la paroi puissent être maintenues lorsque celle-ci est fixée sur une paroi composite. Le second volet de cette thèse concerne le découplage d'antennes associées à une même paroi composite. Il s'agit de rechercher les moyens qui permettraient d'augmenter les performances de découplage entre antennes et par conséquent de limiter l'espacement entre elles.

Les solutions d'intégration examinées dans la thèse concernent la mise en œuvre de matériaux de type ferrite, d'absorbants ou encore l'utilisation de surfaces haute impédance (SHI). Dans le premier cas, nous nous sommes attachés à optimiser la localisation de ferrites de sorte à minimiser leur volume pour des questions de coût et de poids. Les surfaces artificielles de type SHI ont été examinées et une procédure de dimensionnement adaptée à la paroi composite de la surface SHI a été élaborée.

Nous abordons ensuite les solutions de découplage d'antennes hébergées sur une même paroi composite. La première solution de découplage étudiée concerne l'utilisation d'absorbants électromagnétiques. Nous montrons qu'il s'agit d'une solution très adaptée si nous disposons d'un absorbant dont le contraste d'impédance avec l'onde incidente est faible sur toute la bande de fréquence sous peine de subir les effets de bord. La deuxième solution envisagée concerne les surfaces à bande interdite électromagnétique (BIE). Nous montrons en particulier qu'une surface de type BIE peut présenter d'excellentes performances de découplage si toutefois cette surface est adaptée suivant sa hauteur.

Une partie importante de ce travail a été consacrée à l'évaluation de solutions de découplages originales basées sur l'emploi d'une simple tige conductrice cylindrique puis d'un ensemble de tiges cylindriques. Nous montrons en particulier qu'une simple tige peut apporter un découplage significatif en bande étroite tandis qu'une forêt de tige contribue à assurer un découplage sur une plus large bande de fréquence.

Communication systems on board modern military ships or land vehicles can be numerous. This results in particularly developed radiating systems. The compacity of these systems and radio compatibility are major challenges.

Under the Samcom project, the project partners are working to exploit the advantage of composite structural walls in terms of integration of antennas wall and electromagnetic decoupling between radiating elements.

This thesis focuses on two parts. The first part consists in the study of integration of antennas on wall made up of composite materials. This is essentially to ensure that the operating characteristics of the antenna associated with the supporting structure can be maintained when it is fixed to a composite wall. The second part of this thesis is related to antenna decoupling mounted on the same ground plane. The aim is to find techniques to reduce antenna coupling and thus the separation between them.

Integration solutions examined in the thesis concern the implementation of ferrite materials, absorbent and high impedance surfaces. In the first case, we attempted to optimize the location of ferrites so as to minimize their volume, thus saving cost and weight. Artificial higher impedance surface (HIS) have been examined and a design procedure adapted to the wall of the composite of the SHI surface has been developed.

We then discuss on the solutions of antenna decoupling on a composite wall. The first decoupling solution investigated concerns the use of electromagnetic absorbers. We show that this is a very suitable solution if we have an absorbent whose impedance contrasts with that of the incidence wave is weak on full band frequency under penalty of side effects. The second option concerns the surfaces electromagnetic bandgap. To ensure adequate decoupling performance, BIE surface must be adjusted in height.

An important part of this work is dedicated to the assessment of some innovative decoupling solutions based on the use of a single cylindrical conducting rod. Indeed, we show on the one hand a single rod can lead to significant decoupling in a narrow band while on the other hand, a set of cylindrical rods contribute to ensure a rather broadband decoupling.