



HAL
open science

Influence des déformations mécaniques sur les signaux électromagnétiques d'antennes conformées : approche FEM/BIM

Nicolas Adnet, Frédéric Pablo, Isabelle Bruant, Laurent Proslie

► To cite this version:

Nicolas Adnet, Frédéric Pablo, Isabelle Bruant, Laurent Proslie. Influence des déformations mécaniques sur les signaux électromagnétiques d'antennes conformées : approche FEM/BIM. 10e colloque national en calcul des structures, May 2011, Giens, France. pp.Clé USB. hal-00592862

HAL Id: hal-00592862

<https://hal.science/hal-00592862>

Submitted on 3 May 2011

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.

Influence des déformations mécaniques sur les signaux électromagnétiques d'antennes conformées : approche FEM/BIM à l'aide d'un nouvel élément fini électromagnétique

N. Adnet¹, F. Pablo¹, I. Bruant¹, L. Proslie¹

¹ LEME, Université Paris Ouest Nanterre La Défense, France, {nicolas.adnet, frederic.pablo, isabelle.bruant, laurent.proslie}@u-paris10.fr

Résumé — Le comportement électromagnétique d'une antenne patch fonctionnant en réception est étudié pour une configuration géométrique plane puis courbée. Le problème est résolu à l'aide de la technique numérique hybride FEM/BIM, particulièrement bien adaptée à l'étude des antennes. Un nouvel élément fini hexaédrique est considéré afin de tenir compte des effets de courbure dans les calculs électromagnétiques.

Mots clefs — couplage mécanique / électromagnétisme, antenne patch conformable, éléments finis vecteurs, méthode des intégrales de frontières, rayonnement, surface équivalente radar, FEM/BIM.

1 Introduction

Afin de répondre à des besoins croissants en terme de navigation, de communication et de surveillance les structures antennaires se multiplient sur les avions de ligne. Ces antennes étant généralement saillantes, leur présence conduit à des inconvénients non négligeables : altération des performances aérodynamiques, fragilisation potentielle de la structure (perçages), nécessité de contrôles et maintenances réguliers, positionnements contraints par les problèmes de compatibilité électromagnétique, etc ... Pour ces raisons, les recherches actuelles portent sur la conception de nouvelles structures antennaires de type patches pouvant être intégrées à la structure composite Fig. 1. Ces antennes, réalisées à base de métamatériaux auront la particularité d'être multi-bandes, de dimensions réduites et de pouvoir s'adapter à des surfaces gauchies pouvant être soumises à des sollicitations aérodynamiques. L'influence éventuelle des déformations mécaniques sur le rayonnement électromagnétique de ces antennes doit donc être étudiée. Un état de l'art des logiciels dédiés aux couplages ainsi qu'aux antennes a montré qu'ils n'étaient pas appropriés pour ce genre d'étude [6]. Un nouvel outil numérique permettant de calculer les déformations mécaniques et de les prendre en compte dans le calcul électromagnétique a donc été développé. La formulation employée est basée sur un couplage faible entre la mécanique et l'électromagnétisme. Un nouvel élément fini 3D hexaédrique permettant le calcul des déformations mécaniques puis du champ électromagnétique a ainsi été implémenté. L'utilisation de cet outil nécessite dans un premier temps une validation de l'élément. L'objet de cet article est de présenter une première évaluation portant sur la modélisation électromagnétique.

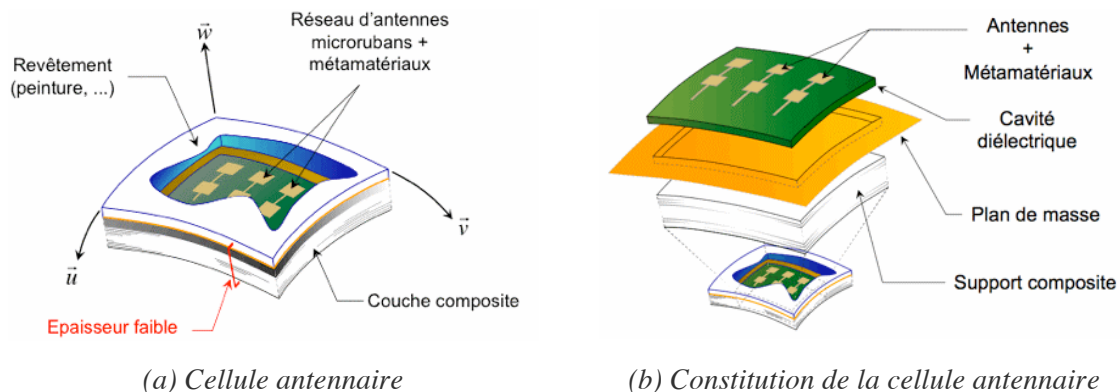


FIG. 1 - INTEGRATION D'UNE STRUCTURE ANTENNAIRE SUR UN SUPPORT EN COMPOSITE

Ce travail fait partie du projet MSIE (Matériaux et Structures Intelligentes pour l'Electromagnétisme) du Pôle aéronautique Astech d'Ile de France, débuté en 2008. Le travail présenté ici porte sur les antennes en réception.

2 Formulation du couplage avec la méthode FEM/BIM

2.1 Description du problème

L'antenne étudiée se compose d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat diélectrique. Ce matériau est intégré dans une cavité entourée d'un plan de masse de dimension infinie (cf. Fig. 2). Le matériau diélectrique est supposé homogène, non dissipatif et possède une permittivité relative ϵ_r et une perméabilité relative μ_r . La cavité constitue un domaine borné V et l'espace englobant la cavité représente un domaine non borné V_∞ . Le caractère infini du plan de masse permet de séparer l'espace V_∞ en deux demi-espaces. Le plan de masse a pour rôle de stopper la propagation des ondes vers la région inférieure. La région supérieure est donc la seule zone d'intérêt dans laquelle des phénomènes électromagnétiques existent à l'extérieur de l'antenne. La face de la cavité contenant le patch définit une surface d'ouverture S par laquelle les ondes sont captées (ou émises pour une antenne en émission).

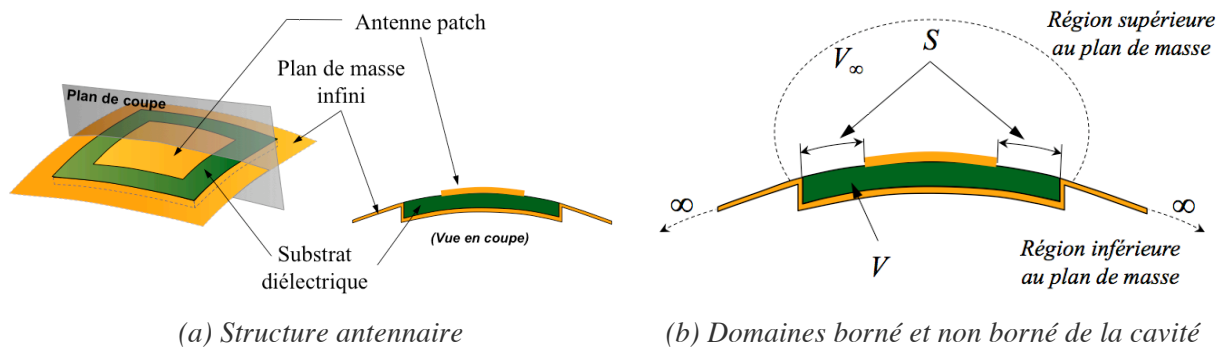


FIG. 2 - MODELE CAVITE DE L'ANTENNE ETUDIEE

2.2 Equations de l'électromagnétisme

L'hypothèse du plan de masse infini [8] permet de formuler le problème électromagnétique en champs électriques, à partir des équations de Maxwell :

$$\text{rot}\vec{E} = -j\omega\mu_r\mu_0\vec{H} \text{ et } \text{rot}\vec{H} = j\omega\epsilon_r\epsilon_0\vec{E} \quad (1)$$

$$\text{div}(\epsilon_r\epsilon_0\vec{E}) = \rho \text{ et } \text{div}(\mu_r\mu_0\vec{H}) = 0 \quad (2)$$

où \vec{E} , \vec{H} , ϵ_0 , μ_0 et ρ sont respectivement le champ électrique, le champ magnétique, la permittivité et la perméabilité dans l'espace libre et la densité de charges électriques. Les conditions de continuité des champs tangents à l'interface S permettent de coupler les problèmes formulés pour les domaines V et V_∞ :

$$\vec{n} \wedge \begin{vmatrix} \vec{E}^{\text{int}}(\vec{r}) \\ \vec{H}^{\text{int}}(\vec{r}) \end{vmatrix} = \vec{n} \wedge \begin{vmatrix} \vec{E}^{\text{ext}}(\vec{r}) \\ \vec{H}^{\text{ext}}(\vec{r}) \end{vmatrix} \quad \vec{r} \in S \quad (3)$$

où "int" et "ext" désignent respectivement l'appartenance d'un champ à V et à V_∞ .

2.3 Formulation variationnelle

La principale difficulté lors de la résolution d'un problème d'électromagnétisme lié aux antennes réside dans la prise en compte du rayonnement dans un espace infini. Une modélisation par éléments finis de l'espace complet devient rapidement inappropriée. Une technique numérique hybride reposant

sur un couplage entre la méthode des intégrales de frontière (BIM) et la méthode des éléments finis (FEM) permet de s'affranchir de ce problème. Elle a été appliquée pour la première fois en électromagnétisme par Jin et Volakis [4]. Cette méthode consiste à introduire une frontière fictive englobant la structure antennaire à modéliser. Dans l'espace fermé ainsi créé, la méthode des éléments finis pourra alors être utilisée afin de formuler le problème électromagnétique. Les phénomènes se produisant à l'extérieur de cet espace sont alors pris en compte sous forme d'intégrales de frontière. Les conditions de continuité écrites à la frontière fictive permettent de relier les champs électromagnétiques extérieurs et intérieurs. Dans cette optique, la formulation variationnelle obtenue pour une antenne fonctionnant en réception est la suivante [3] :

$$F_{FEM}(\vec{E}, \vec{E}^*) + F_{BIM}(\vec{E}, \vec{E}^*) = F_{EXCI}(\vec{E}^*) \quad \forall \vec{E}^* \in \mathcal{E}_{ad}^* \quad (4)$$

Les fonctionnelles F_{FEM} , F_{BIM} et F_{EXCI} sont respectivement liées aux champs électriques internes au substrat V , aux champs électriques appartenant au demi-espace libre V_∞ et à la source d'excitation externe :

$$F_{FEM}(\vec{E}, \vec{E}^*) = \iiint_V \overrightarrow{rot}(\vec{E}^*) \mu_r^{-1} \overrightarrow{rot}(\vec{E}) dV - k_0^2 \iiint_V \vec{E}^* \epsilon_r \vec{E} dV \quad (5)$$

$$F_{BIM}(\vec{E}, \vec{E}^*) = -k_0^2 \iint_S \iint_{S'} \vec{E}^* \cdot [\vec{n} \wedge \overline{\overline{G}} \wedge \vec{n}'] \cdot \vec{E}' dS' dS \quad (6)$$

$$F_{EXCI}(\vec{E}, \vec{E}^*) = -2jk_0 \iint_S \vec{E}^* \cdot \vec{n} \wedge [\vec{k}^{INC} \wedge \vec{E}^{INC}] dS \quad (7)$$

Le tenseur $\overline{\overline{G}}$ représente la dyade de Green dans le demi-espace libre [7]. Cet opérateur permet de transcrire aux frontières de la structure les phénomènes engendrés au lointain, et réciproquement. Les vecteurs \vec{k}^{INC} et \vec{E}^{INC} sont respectivement le vecteur de propagation de l'onde incidente et le champ électrique associé à cette onde en un point $M(\vec{r})$ de l'espace libre (cf. Fig. 3).

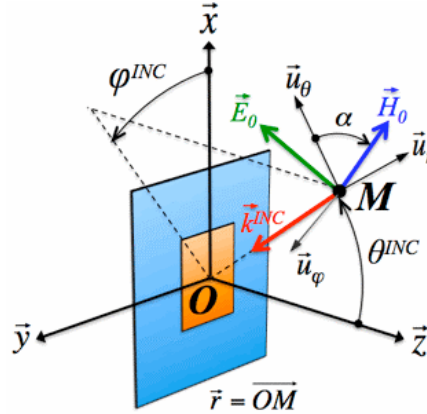


FIG. 3 - ONDE INCIDENTE ET ANGLES D'INCIDENCE

2.4 Discrétisation par éléments finis

L'approche FEM/BIM est appliquée à l'équation (4), en considérant un nouvel élément fini 3D hexaédrique. Les champs électromagnétiques sont modélisés à l'aide d'éléments finis vecteurs, plus appropriés au calcul de ces champs [8]. Les degrés de liberté électromagnétiques sont ainsi associés aux arêtes de l'élément [5]. Le système (4) est discrétisé avec l'élément hexaédrique (cf. Fig. 4). Les champs électriques sont ainsi interpolés linéairement aux arêtes a de l'élément :

$$\vec{E} = \sum_{a=1}^{12} \vec{W}_a E_a \quad (8)$$

avec E_a , l'amplitude du champ électrique sur une arête de l'hexaèdre et \vec{W}_a , les fonctions de forme

vectérielles telles que définies par [1]. Les faces métallisées (le plan de masse et le patch) sont assimilées à des Conducteurs Electriques Parfaits (CEP). Ces faces métallisées imposent une condition de nullité sur les composantes tangentielles des champs électriques :

$$\vec{n} \wedge \vec{E} = \vec{0} \quad (9)$$

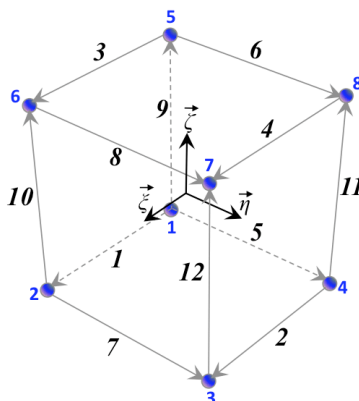


FIG. 4 - ELEMENT FINI HEXAEDRIQUE LINEAIRE (8 NOEUDS / 12 ARETES)

3 Résultats numériques

Afin de valider l'implémentation de l'élément hexaédrique, des tests numériques ont été réalisés et comparés avec [8]. Une antenne conventionnelle fonctionnant en réception a été étudiée pour une configuration géométrique plane puis cylindrique. Le second cas a pour objectif de montrer les effets de gauchissement d'une antenne sur son comportement électromagnétique. Les tests portent sur le calcul de la Surface Equivalente Radar (SER [4]) d'une antenne et de son diagramme de dispersion.

3.1 Validation du cas plan

Les résultats présentés dans ce paragraphe sont établis pour une antenne en configuration plane. En vue de vérifier la convergence de la méthode appliquée à l'élément hexaédrique, la démarche de [8] a été reproduite. Elle consiste à calculer la SER obtenue pour trois maillages de la structure antennaire (cf. Tab. 1). Sur la Fig. 5, les résultats obtenus pour chaque niveau de discrétisation sont présentés.

TAB. 1 – CARACTERISTIQUES DES MAILLAGES DE L'ANTENNE PLANE

	Maillage #1	Maillage #2	Maillage #3
Nombre d'éléments	28	112	448

La géométrie du patch est rectangulaire (20 mm x 30 mm). Le substrat diélectrique (50 mm x 60 mm) possède une permittivité relative $\epsilon_r = 2.17$ et une perméabilité relative $\mu_r = 1.00$. La structure est illuminée par une onde plane, de direction de propagation normale au patch. La polarisation α du champ électrique est définie parallèle à l'axe Y (soit $\alpha = 90^\circ$). Le calcul de la SER est effectué sur une plage fréquentielle allant de 2.0 GHz à 4.5 GHz. Pour la polarisation envisagée, cette bande de fréquences permet d'identifier deux caractéristiques intrinsèques à une antenne. Le premier centre d'intérêt concerne la fréquence à laquelle l'antenne rediffuse le maximum d'énergie reçue. Pour cette antenne, le maximum de réflexion est obtenu aux environs de 3.2 GHz (avec le maillage #3). Le diagramme de dispersion de l'énergie réfléchi à cette fréquence (cf. Fig. 6) est caractéristique d'une antenne constituée d'un seul patch [1]. A cette fréquence optimale de fonctionnement, il est à noter que 10 dB de l'énergie reçue par l'antenne cavitent dans le diélectrique et ne sont pas redistribués vers l'espace libre. La seconde particularité de la SER porte sur le minimum d'énergie réfléchi. Avec le maillage #3, ce minimum est obtenu approximativement pour 3.6 GHz. A cette fréquence, la dispersion de l'énergie n'est pas omnidirectionnelle mais concentrée dans trois lobes (cf. Fig. 7). La détection radar d'un tel objet est alors plus difficile à cette fréquence.

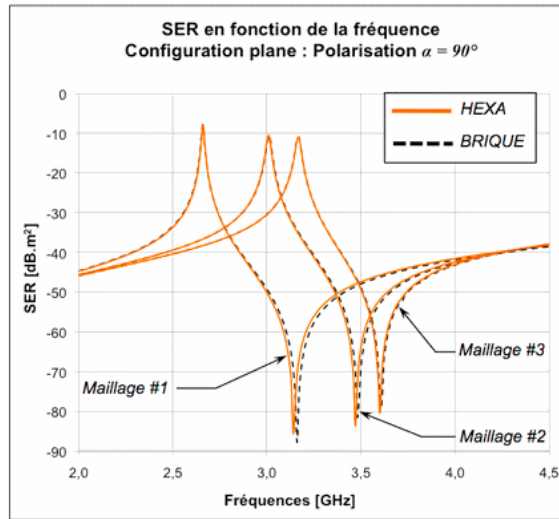


FIG. 5 - CONVERGENCE DE LA SER D'UNE ANTENNE PATCH EN CONFIGURATION PLANE

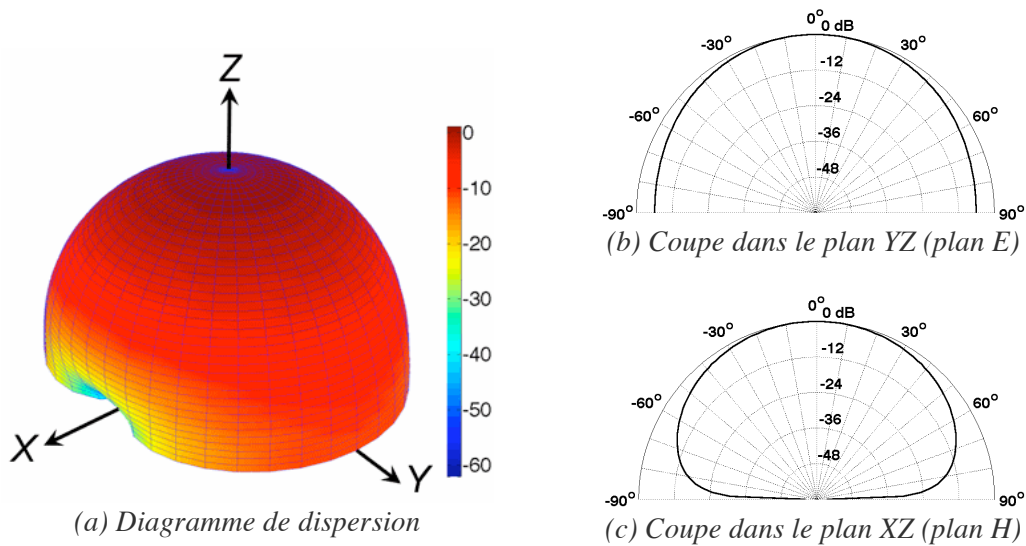


FIG. 6 - DIAGRAMME DE DISPERSION (NORMALISE) A 3.2 GHZ

Les résultats correspondant à un maillage hexaédrique sont très peu différents de ceux obtenus avec un maillage brique¹. Les différences observées pour les maillages #1 et #2 sont liées à la méthode d'intégration de la partie BIM de la formulation. En effet, les intégrales de la BIM sont ici évaluées par deux quadratures de Gauss. En revanche, dans le cas où cette antenne plane est discrétisée avec des éléments briques, les matrices de la BIM peuvent être explicitées analytiquement. Les quantités élémentaires ainsi considérées par [8] sont exprimées exactement. Néanmoins, les résultats obtenus avec le maillage #3 montrent qu'une intégration numérique de Gauss des matrices BIM permet d'atteindre une précision équivalente à celle procurée par les expressions exactes associées aux éléments briques.

¹ Un élément brique requiert des fonctions de forme directement exprimées dans le repère global de l'élément. Elles permettent d'étudier un domaine plan ou cylindrique [3]. En revanche, l'utilisation des éléments hexaédriques est plus vaste. Un hexaèdre est mieux adapté à la discrétisation de structures planes ou conformes (c'est-à-dire présentant des courbures quelconques ou particulières), grâce à l'usage de fonctions de forme écrites dans le repère réduit de l'élément [8]. Le retour du repère réduit au repère global est réalisé à l'aide des transformations jacobiniennes.

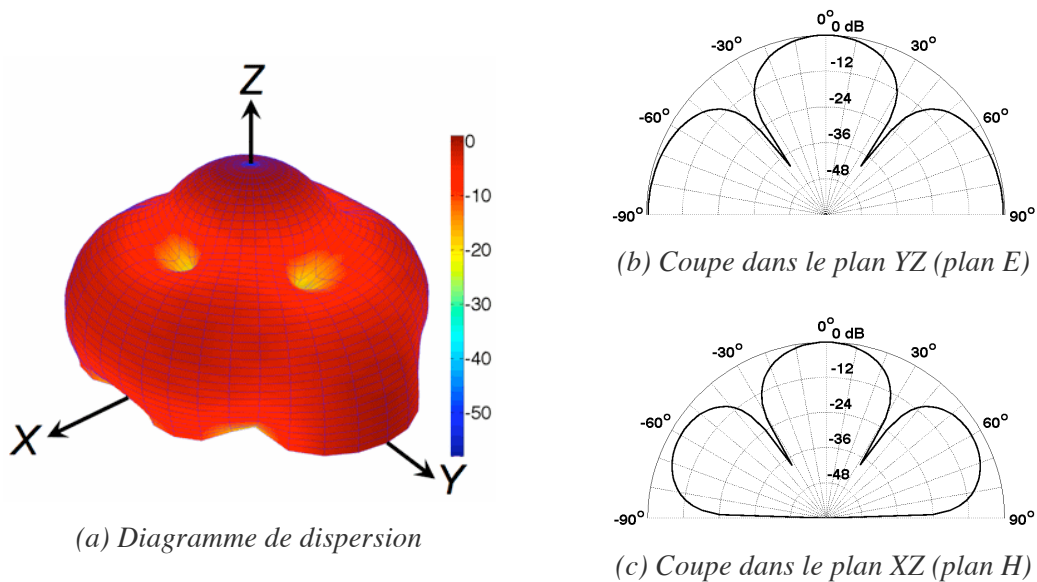


FIG. 7 - .DIAGRAMME DE DISPERSION (NORMALISE) A 3.6 GHz

3.2 Validation du cas cylindrique

Cette section présente les influences d'une conformation cylindrique de l'antenne étudiée précédemment sur son comportement électromagnétique. Le maillage considéré ici est constitué de 480 éléments. Ce niveau de discrétisation permet d'étudier l'antenne en configuration plane ou déformée. Trois rayons de courbures sont analysés : 100 mm , 200 mm puis $100\,000\text{ mm}$. Pour ce dernier rayon, la structure est très proche de la configuration plane (cf. Fig. 8).

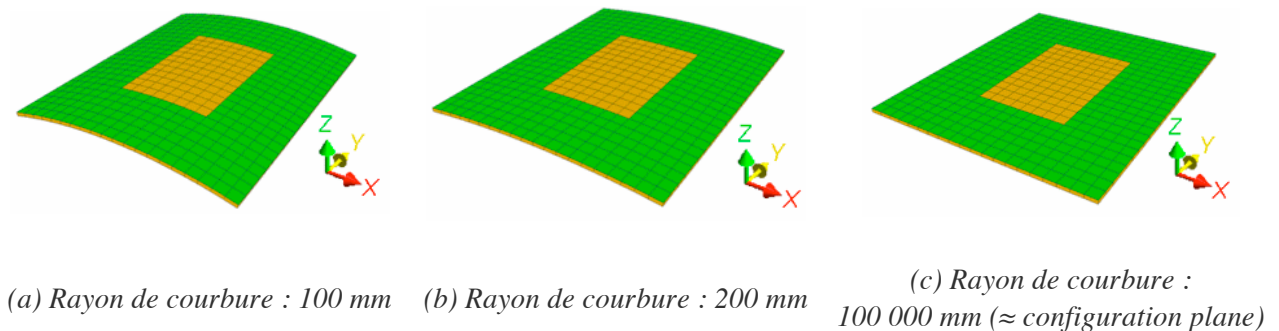


FIG. 8 - .CONFIGURATIONS GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE PATCH

De manière analogue au cas plan, deux fréquences particulières caractérisent la SER (cf. Fig. 9) de l'antenne conformée. A 3.22 GHz , la réflexion de l'antenne est maximale. Le diagramme de dispersion associé à ce point de fonctionnement correspond à celui obtenu précédemment (cf. Fig. 6). A cette fréquence, la superposition des polaires (cf. Fig. 10) relatives aux trois courbures traduit l'insensibilité du comportement électromagnétique de l'antenne au gauchissement (l'antenne conserve son adaptation). En revanche, les variations de la SER à la fréquence 3.71 GHz révèlent que la courbure de l'antenne influence son comportement électromagnétique. Plus précisément, la conformation cylindrique réduit les capacités de furtivité de l'objet réfléchissant. Les polaires de la Fig. 11 montrent effectivement que les lobes du diagramme de dispersion tendent à fusionner en un seul lobe. Ainsi, la répartition de l'énergie réfléchiée par une antenne cylindrique couvre une zone plus vaste de l'espace libre que le diagramme d'une antenne plane.

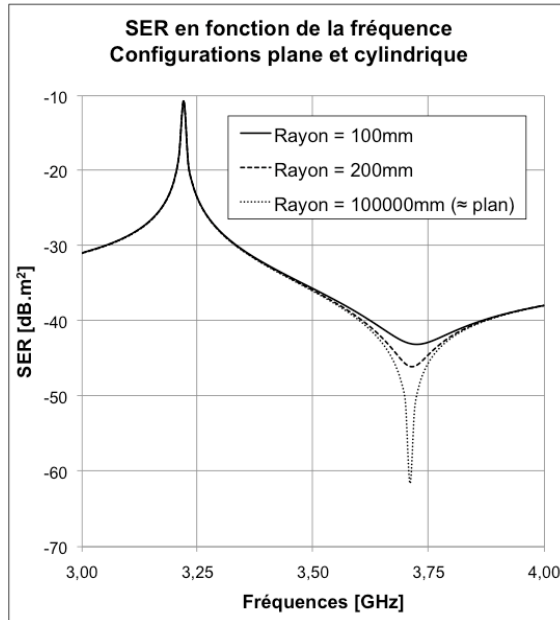
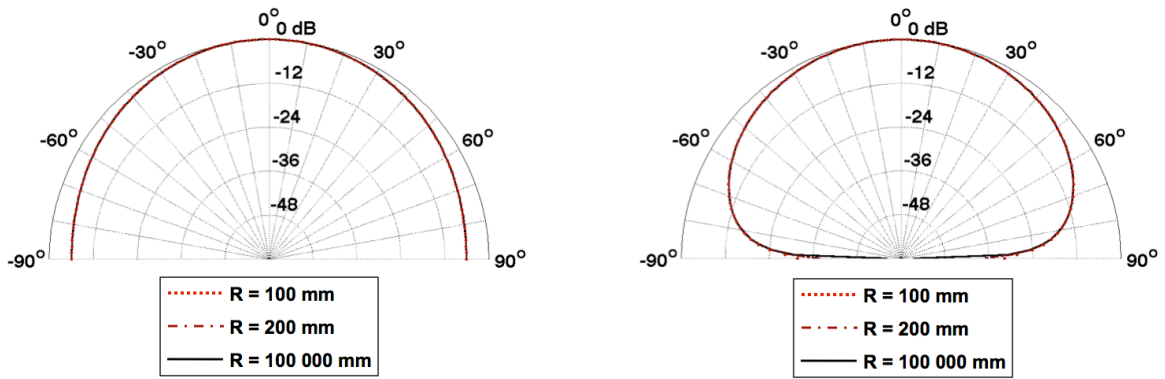


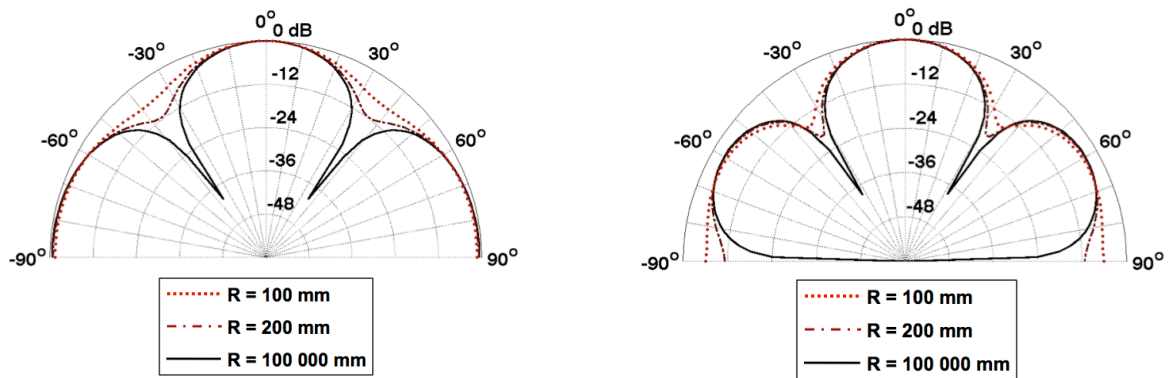
FIG. 9 - INFLUENCES DE LA COURBURE SUR LA SER D'UNE ANTENNE PATCH



(a) Coupe dans le plan E

(b) Coupe dans le plan H

FIG. 10 - COUPES DU DIAGRAMME DE DISPERSION A 3.22 GHz EN FONCTION DU RAYON DE COURBURE R



(b) Coupe dans le plan E

(a) Coupe dans le plan H

FIG. 11 - COUPES DU DIAGRAMME DE DISPERSION A 3.71 GHz EN FONCTION DU RAYON DE COURBURE R

3 Conclusions - Perspectives

La modélisation d'une antenne patch en réception, plane puis courbe, à l'aide du nouvel élément fini électromagnétique associé à l'approche FEM/BIM a permis de réaliser une première validation de l'élément hexaédrique. L'analyse des résultats a également mis en évidence l'influence prévisible d'une déformation en flexion cylindrique sur le comportement électromagnétique de l'antenne en réception. L'utilisation de l'élément en mécanique va permettre d'envisager des déformations plus arbitraires.

Par ailleurs, un banc expérimental (cf. Fig. 12) a été conçu afin de mettre en évidence l'impact des déformations mécaniques (flexion et torsion) sur le comportement électromagnétique d'une antenne constituée de 12 réseaux de 4 antennes patchs rectangulaires. Des essais ont été réalisés en chambre anéchoïque. Les résultats obtenus pourront être confrontés aux simulations numériques réalisées avec la technique FEM/BIM. L'ensemble de la démarche pourra être reproduite pour une antenne en mode d'émission.

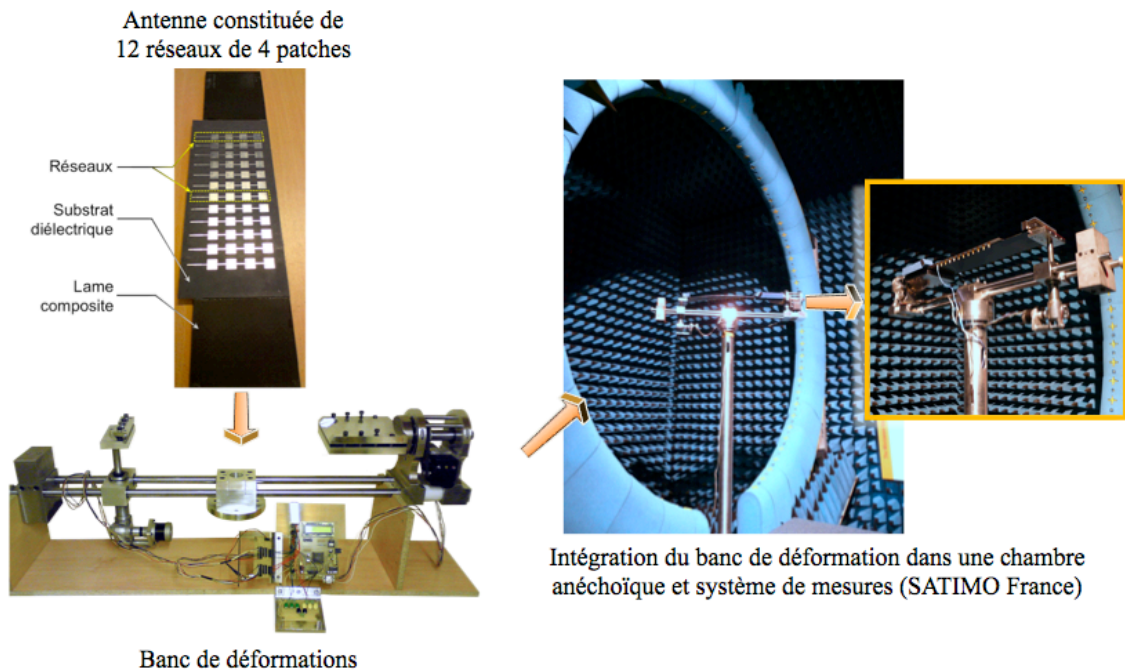


FIG. 12 - BANC EXPERIMENTAL ET CHAMBRE ANECHOÏQUE

Références

- [1] C.A. Balanis. *Antenna Theory - Analysis and Design 3rd Edition*. Wiley Interscience, 2005.
- [2] R.F. Harrington. *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, New York : McGraw-Hill, 1961.
- [3] J.M. Jin. *The Finite Element Method in Electromagnetics - 2nd Edition*. IEEE Press, 2002.
- [4] J.M. Jin and J.L. Volakis. *A hybrid finite element method for scattering and radiation by microstrip patch antennas and arrays residing in a cavity*. IEEE Trans. Ant. Propagat., 39(11):1598-1604. November 1991.
- [5] J.C. Nédélec, *A new family of mixed elements in R^3* , *Numerical mathematics*, Vol 50 page 57-81, 1986.
- [6] B. Reig, J. Chevrier, A. Lambrecht, J.J. Greffet, V. Leconte. *Monaco : Modélisation nano composants*, Poster présentation aux J3N2009, 2009.
- [7] C.T. Tai. *Dyadic Green's Functions in Electromagnetic Theory*. International Textbook Co., Scranton, 1971.
- [8] J.L. Volakis, A. Chatterjee, L.C. Kempel. *Finite Element Method for Electromagnetics - Antennas, Microwave and scattering applications*. IEEE Press, 1998.