

Antennes co-localisées reconfigurables en fréquence pour systèmes MIMO

Julien Sarrazin, Yann Mahé, Stéphane Avrillon, Serge Toutain

▶ **To cite this version:**

Julien Sarrazin, Yann Mahé, Stéphane Avrillon, Serge Toutain. Antennes co-localisées reconfigurables en fréquence pour systèmes MIMO. Journées Nationales Microondes, May 2007, Toulouse, France. pp.7E10. hal-00252030

HAL Id: hal-00252030
https://hal.science/hal-00252030

Submitted on 17 Apr 2014

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.

15èmes Journées Nationales Microondes
23-24-25 Mai 2007 Toulouse

Antennes co-localisées reconfigurables en fréquence pour systèmes MIMO

Julien Sarrazin[(1)], Yann Mahé[(1)], Stéphane Avrillon[(2)], Serge Toutain[(1)]

[(1)] IREENA, EA1770, Université de Nantes, rue C.Pauc, La Chantrerie, BP50609, 44306 Nantes
[(2)] IETR, Université de Rennes I, Campus de Beaulieu, 35042 Rennes

julien.sarrazin@univ-nantes.fr

I. Introduction

Les systèmes MIMO permettent d'améliorer les performances des communications en tirant profit des effets multi-trajets de la propagation via l'utilisation de plusieurs antennes [1]. Pour que cette technique soit efficace, il est nécessaire que les signaux reçus sur chaque source rayonnante soient décorrélés. Classiquement, on utilise pour cela la diversité d'espace. Cependant, cette diversité peut être avantageusement remplacée par la diversité de polarisation et/ou de rayonnement afin que les systèmes gagnent en compacité.

Ce papier présente trois antennes co-localisées dont les accès présentent un découplage de l'ordre de 30dB en simulation. La diversité entre chaque antenne est assurée par une combinaison de diversité de polarisation et de rayonnement. Le dispositif a été dimensionné pour fonctionner autour de 5.25GHz avec une largeur de bande d'environ 9.8%. Toutefois, afin de répondre aux besoins actuels concernant la multiplication de fonctions au sein d'un même dispositif, une agilité en fréquence a été introduite via l'utilisation de courts-circuits étendant ainsi la bande à 33%, de 5GHz à 7GHz. La faisabilité pratique d'une telle antenne et la fiabilité des choix des différents paramètres de simulation ont été démontrés précédemment dans le cas d'une antenne cube du même type excitée par un seul monopôle [2].

II. Présentation

Le système antennaire co-localisé est présenté en figure 1. Il se compose d'une cavité cubique avec trois fentes rayonnantes. Trois sondes assurent l'excitation de la structure. Chaque fente rayonne l'énergie amenée par la sonde qui lui est associée. Les trois accès sont alors équivalents à trois antennes dont les polarisations ainsi que les directions de maximums de rayonnement sont orthogonales. Ces deux propriétés permettent d'accroître le gain en diversité du dispositif.

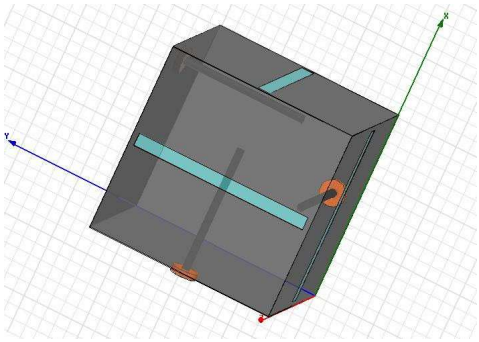


Figure 1 - Système antennaire colocalisé

Les faces supportant les accès d'alimentation ne contribuant pas au rayonnement des antennes, des circuits de traitements associés à chaque voie peuvent y trouver place.

III.Principe et conception

Les trois premiers modes de la cavité cubique résonnent à la même fréquence et sont orthogonaux un suivant chaque direction x, y et z. Ainsi, chaque sonde excite un seul mode et les accès sont par conséquent découplés. Compte tenu de la position des fentes, chacune d'entre elles se couple à un mode et donc à une sonde. Ainsi le rayonnement d'une fente est provoqué par un seul accès.

Afin de dimensionner le cube et les fentes à 5.25GHz, on néglige dans un premier temps l'influence des fentes. La formule suivante donne alors les fréquences de résonance des modes de cavité :

$$f_{mnp} = c\left[\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}} = \frac{c}{2a}\sqrt{m^2 + n^2 + p^2}$$

avec c la vitesse de la lumière, a, b et l les dimensions de la cavité et m, n et p les indices des ordres des modes suivant x, y et z. Pour un fonctionnement sur le premier ordre (m=p=1 et n=0), la dimension du côté du cube est a=40.4mm. L'ajout des fentes réduit la fréquence de résonance de la structure. Cet effet peut être quantifié via le mode de calcul *valeur propre* d'un logiciel de simulation électromagnétique ou en calculant l'admittance d'entrée de la cavité à travers la fente [3]. Pour compenser l'effet réactif des fentes, il convient alors de réduire les dimensions du cube. Plus la longueur des fentes est importante, plus il faut diminuer la taille du cube pour conserver la fréquence de 5.25GHz. Nous avons choisi de réduire le plus possible le cube dans l'optique de rendre la structure plus compacte, mais aussi afin de diminuer le coefficient de surtension de la cavité et élargir la bande passante de l'antenne. Les dimensions finales sont a=30.3mm, *lf* (longueur de la fente) = 28.6mm et *wf* (largeur de la fente) = 2mm. La longueur de la sonde est de 20mm. Pour ces dimensions, la fréquence de résonance du cube (décalée par la fente) et celle de la fente sont pratiquement identiques.

Les performances de la structure ont été simulées avec CST Microwave Studio. Les paramètres S de la structure sont donnés en figure 2. La bande d'adaptation à -10dB est de l'ordre de 9.8% autour de 5.25GHz.

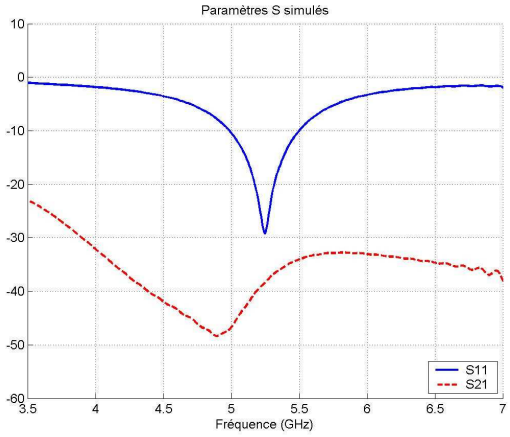


Figure 2 - Paramètres S simulés

IV.Agilité en fréquence

La fréquence de fonctionnement de l'antenne présentée dépend de la résonance de la cavité imposée par la taille du cube d'une part et des fentes d'autre part. Dans ce cas, il est possible de réduire électriquement la longueur des fentes via l'emploi de courts-circuits (cf figure 3-a). Ainsi, la fréquence de résonance de l'antenne peut être modifiée. Pour obtenir la plus grande amplitude de variation en fréquence, la longueur initiale de la fente a été fixée à 30mm. L'utilisation des courts-circuits permet de simuler des fentes de longueurs variant de 19mm à 30mm tout en conservant une adaptation en dessous de -10dB. Les résultats de simulation présentant la variation du coefficient de réflexion sont donnés en figure 3-b.

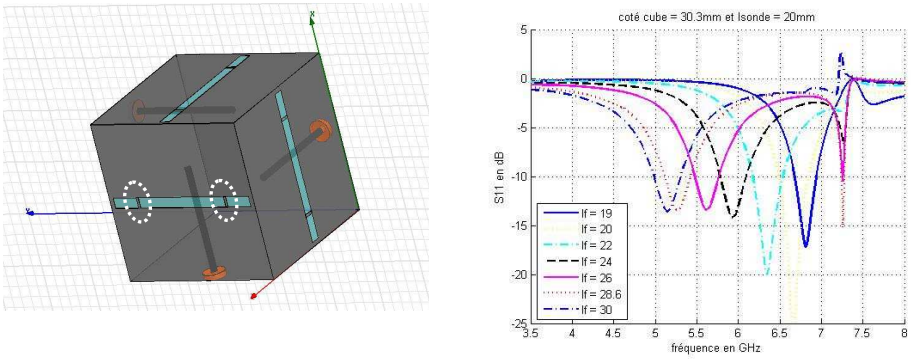


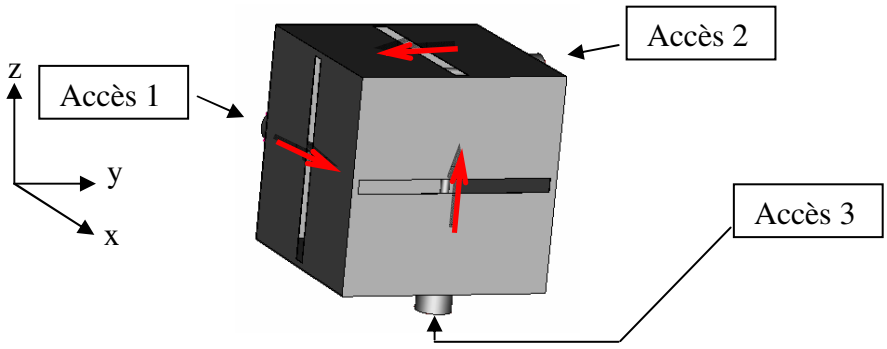
Figure 3 - a) Cavité avec courts-circuits

b) Simulations : variation du coefficient de réflexion S11 avec la fréquence pour plusieurs positions des courts-circuits

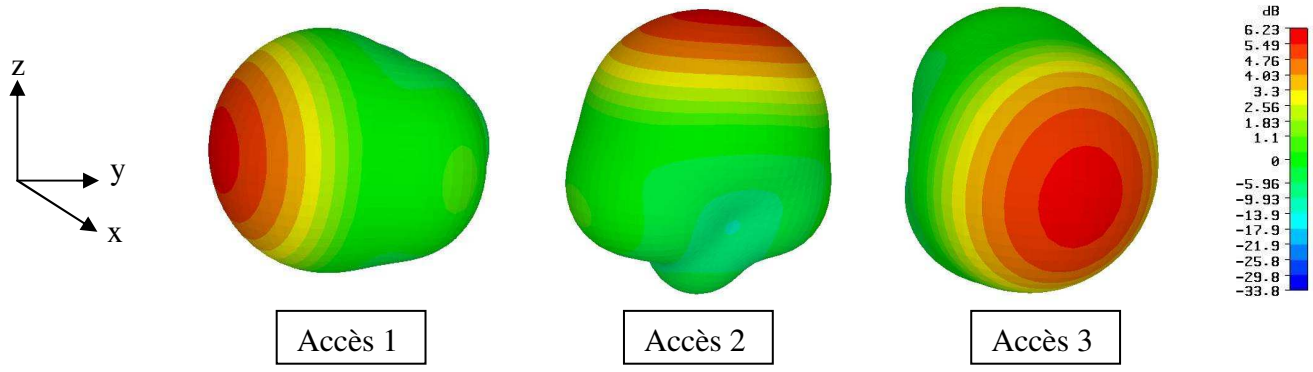
V. Les performances en rayonnement du système antennaire co-localisé

Les flèches présentes sur la figure 4-a indiquent l'orientation du champ électrique généré par chaque fente donc par chaque accès. De par la géométrie de la structure, les polarisations produites sont orthogonales.

Les diagrammes de rayonnement en puissance de chacun des accès du système antennaire sont donnés en figure 4-b.



a)



b)

Figure 4 - a) La cavité et ses différents accès

b) Diagrammes de rayonnement des 3 accès

Les directions de maximum de rayonnement sont orthogonales entre chaque accès du dispositif. Cette propriété contribue, en plus de l'orientation des polarisations, au gain en diversité du système global.

Dans l'optique d'évaluer la diversité introduite, il est possible de déterminer le coefficient de corrélation d'enveloppe ρ_e. Cette donnée permet de quantifier la similarité de réception des signaux entre deux antennes possédant chacune un diagramme de rayonnement (en amplitude et en phase) propre [4,5]. Dans le cas d'un environnement où les signaux suivent une distribution de Rayleigh, le calcul de ρ_e est donné en [6] et peut s'écrire de la façon suivante :

$$\rho_e = \frac{\left| \int_\Omega \left(E_{1\theta} E_{2\theta}^* p_\theta + E_{1\phi} E_{2\phi}^* p_\phi \right) d\Omega \right|^2}{\int_\Omega \left(E_{1\theta} E_{1\theta}^* p_\theta + X E_{1\phi} E_{1\phi}^* p_\phi \right) d\Omega \int_\Omega \left(E_{2\theta} E_{2\theta}^* p_\theta + X E_{2\phi} E_{2\phi}^* p_\phi \right) d\Omega}$$

avec $\overrightarrow{E_{n\theta}}$ et $\overrightarrow{E_{n\varphi}}$ le champ électrique complexe de l'antenne *n* suivant les polarisations θ et φ. X représente le rapport XPD de cross-polarisation $\left(\frac{P_\theta}{P_\varphi} \right)$ et dépend du canal considéré. En effet, en fonction des multi-trajets présents dans l'environnement, il est possible d'avoir une prédominance de champ polarisé suivant θ ou suivant φ. Enfin, p_θ et p_φ sont les distributions de probabilité des angles d'arrivée suivant les deux polarisations. La figure 5 représente la corrélation ρ_e déterminée à partir du rayonnement simulé en fonction du rapport XPD avec $p_\theta = p_\varphi = 1$ (aucune direction d'arrivée privilégiée). On observe que la corrélation entre les accès du système antennaire reste très faible (au dessous de $2.2.10^{-3}$).

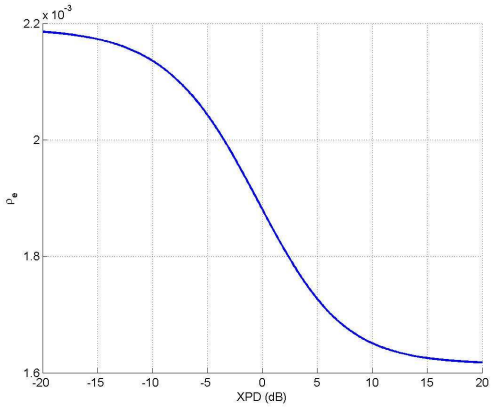


Figure 5 - Coefficient de corrélation d'enveloppe

VI. Conclusion

L'antenne que nous proposons est bien adaptée à l'obtention d'une diversité de rayonnement en puissance et en polarisation exploitable par un système de communication MIMO. Lors de la Conférence nous présenterons les résultats expérimentaux obtenus sur les antennes réalisées ainsi que les premiers résultats associés à l'intégration de cette antenne au démonstrateur MIMO développé au Laboratoire.

[1] A. Paulraj, *« An overview of MIMO communications – a key to gigabit wireless »*, Proceedings of the IEEE, Vol 92, 2004, pp. 198-218.

[2] J. Sarrazin, Y. Mahé, S. Avrillon, S. Toutain, *« Multibeam and orthogonal polarization antenna »*, EuCAP, Nice, 6-10 novembre 2006

[3] C.R. Cockrell, *« The input admittance of the rectangular cavity-backed slot antenna »*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 24, n° 3, 1976, pp. 288-194.

[4] M.A Jensen and Y. Rahmat-Samii, *« Performance analysis of antennas for hand-held using FDTD »*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 42, n° 8, 1994, pp. 1106-1113.

[5] K.Boyle, *« Radiation pattern and correlation of closely spaced linear antennas »*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 50, n° 8, 2002, pp. 1162-1165.

[6] R.G Vaughan and J.B. Anderson, *« Radiation pattern and correlation of closely spaced linear antennas »*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol 36, n° 4, 1987, pp. 149-172.