



HAL
open science

Optimisation d'une antenne miniature pour des applications de capteurs sans fil

Victor Engelhardt, François Sarrazin, Camille Jouvaud, Christophe Delaveaud, Hervé Aubert

► **To cite this version:**

Victor Engelhardt, François Sarrazin, Camille Jouvaud, Christophe Delaveaud, Hervé Aubert. Optimisation d'une antenne miniature pour des applications de capteurs sans fil. Journées Nationales Microondes, May 2017, Saint-Malo, France. 4p. hal-01525548

HAL Id: hal-01525548

<https://hal.science/hal-01525548v1>

Submitted on 21 May 2017

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.

Optimisation d'une antenne miniature pour des applications de capteurs sans fil

V. Engelhardt^{1,2,3}, F. Sarrazin^{1,2}, C. Jouvaud^{1,2}, C. Delaveaud^{1,2}, H. Aubert³

¹CEA-LETI MINATEC, Grenoble, France

²UNIVERSITÉ GRENOBLE-ALPES, Grenoble, France

³Université de Toulouse, Toulouse, France

victor.engelhardt@cea.fr

Résumé —

Cet article présente le développement et la réalisation d'une antenne miniature destinée à être utilisée pour des capteurs sans fil. Une étude sur la topologie de l'antenne a été effectuée afin d'optimiser ses performances. Son rendement important ainsi que son fort facteur de qualité permettent ainsi d'augmenter sa portée ainsi que d'accroître son efficacité spectrale. La mesure des propriétés d'impédance et de rayonnement de trois prototypes valide le comportement obtenu en simulation.

1. Introduction

Le développement du Web 3.0 encore appelé « Internet des Objets » ouvre la porte à une multitude d'applications. Selon l'entreprise informatique Cisco [1], près de 50 milliards d'objets pourraient être connectés à internet d'ici 2020. Cet essor nécessite la conception de capteurs sans fil répondants à des problématiques très diverses pour lier le monde physique au réseau numérique. Les capteurs à transduction électromagnétique (voir e.g [2, 3]) comme celui proposé ici présentent l'avantage d'être passifs et très bon marché. Leur principe d'interrogation est schématisé sur la Figure 1.

La grandeur physique d'intérêt (température, pression...), appelée mesurande, peut être récupérée en analysant l'écho radar du capteur. Pour ce faire, une onde électromagnétique est transmise par le lecteur vers le capteur et le signal rétro diffusé est fonction de ce mesurande. La puissance de ce signal peut être écrite à l'aide de l'équation radar :

$$P_r = \sigma \frac{G_e G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 R_e^2 R_r^2} P_e \quad (1)$$

avec P_r et P_e la puissance respectivement reçue et émise par le lecteur, σ la surface équivalente radar (SER) du capteur, G_e et G_r le gain de l'antenne respectivement d'émission et de réception, λ la longueur d'onde et R_e , R_r la distance entre le capteur et respectivement l'émetteur et le récepteur [4]. La SER peut quant à elle être écrite [5] :

$$\sigma = \eta^2 \frac{\lambda^2 D^2}{4\pi} |\Gamma - A_s|^2 \quad (2)$$

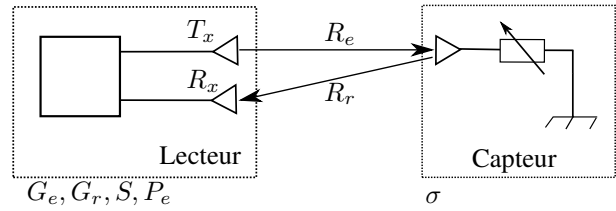


Figure 1. Interrogation de capteurs sans fil

avec λ la longueur d'onde, η le rendement total de l'antenne, D sa directivité, Γ le coefficient de réflexion à la charge et A_s une grandeur dépendante de sa géométrie. L'équation (1) permet de voir qu'à lecteur et distance du capteur fixés, la puissance reçue augmente avec la SER. Afin d'accroître la portée, on cherche donc à avoir la SER la plus grande possible. On voit pour cela dans l'équation (2) que nous devons maximiser le rendement η .

Pour augmenter la résolution fréquentielle de l'antenne, il faut accroître le facteur de qualité de l'antenne. La conception d'antenne à fort facteur de qualité est peu répandue, car les applications de télécommunication requièrent en général une large bande passante. On recherche classiquement à se rapprocher des limites fondamentales [6] en élargissant la bande passante au détriment de l'efficacité. Dans cet article, nous proposons donc de développer une antenne miniature disposant à la fois d'un rendement élevé et d'un fort facteur de qualité. Après avoir comparé plusieurs techniques de miniaturisation comme l'ajout de fentes, le pliage ou encore l'utilisation de composants discrets, le choix s'est porté sur la méthode « inspirée des métamatériaux ». Présentée pour la première fois par R. Ziolkowsky [7], elle consiste à coupler l'antenne à un élément parasite afin d'abaisser la fréquence de résonance de l'ensemble.

2. Présentation de l'antenne

L'antenne imprimée présentée dans cet article est composée d'une boucle gravée sur une face (Figure 2a), qui, seule, résonne à 6,7 GHz. Sur l'autre face (Figure 2b), une Split Ring Resonator (SRR) est couplée à la boucle et abaisse la fréquence de résonance de l'ensemble à 860 MHz. Le substrat utilisé est du ROGERS 3003 qui a la

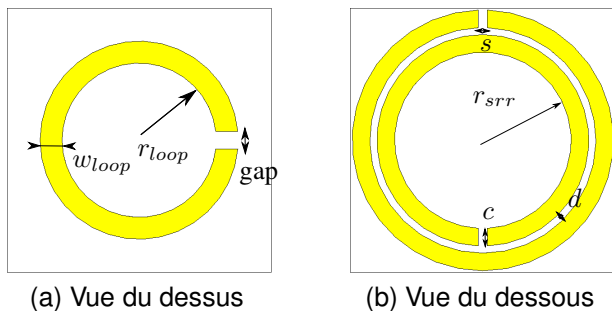


Figure 2. Motifs de l'antenne

particularité de présenter peu de pertes ($\tan(\delta) = 0,001$) et une permittivité constante ($\epsilon_r = 3$) en fonction de la température. Ses dimensions sont $30 \times 30 \times 0,75 \text{ mm}^3$, soient $\frac{\lambda}{12} \times \frac{\lambda}{12} \times \frac{\lambda}{465}$.

3. Optimisation de l'antenne

Une étude de l'impact de chaque paramètre géométrique a été effectuée afin d'optimiser les performances de l'antenne. L'influence de la largeur de la piste de la SRR sur les propriétés de l'antenne va être présentée ici. Trois prototypes de même encombrement ont été conçus de manière à ce qu'ils résonnent sensiblement à la même fréquence. Ces réalisations sont présentées sur la Figure 3 et leurs dimensions sont données dans le Tableau 1.

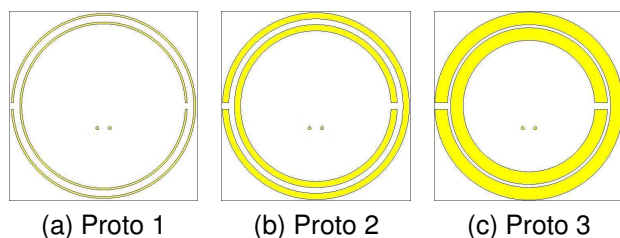


Figure 3. SRR de pistes de différentes largeurs

Tableau 1. Paramètres géométriques des prototypes

Paramètres [mm]	Proto 1	Proto 2	Proto 3
w_{loop}	2	2	2
r_{loop}	3,5	3,5	3,5
r_{int}	13	11,9	10,4
gap	1	1	1
s	1	1	1
d	1,05	0,89	0,48
c	0,3	1	2

Les paramètres S des trois réalisations ont été mesurés et sont comparés sur la Figure 4. Les trois prototypes résonnent à 874 MHz, 864 MHz et 859 MHz soit $ka =$ respectivement 0,388, 0,383, 0,381. Ces antennes peuvent donc être considérées comme miniatures [6]. Les impédances mesurées expérimentalement sont elles aussi très proches des résultats de simulations comme nous pouvons

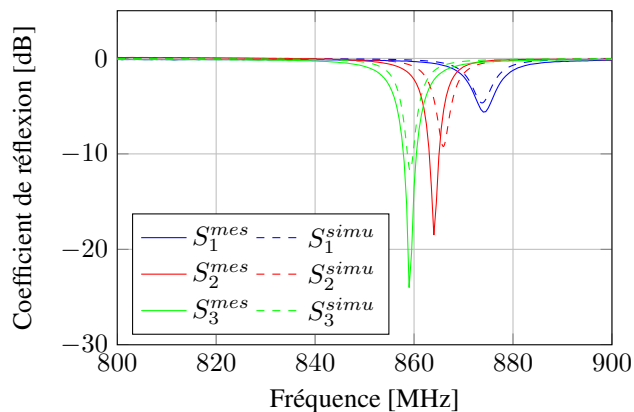


Figure 4. Coefficients de réflexion simulés et mesurés des trois prototypes

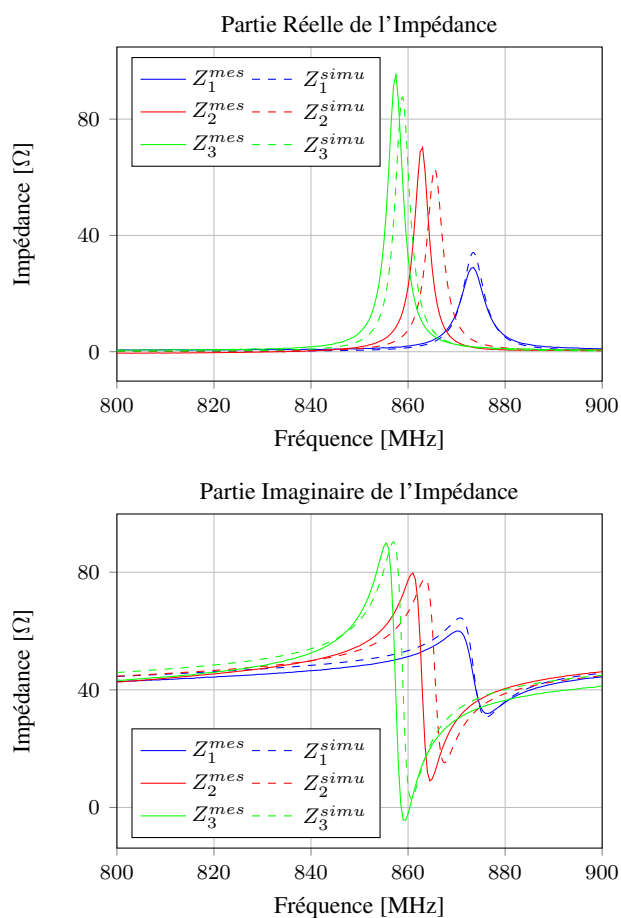


Figure 5. Impédances simulées et mesurées des trois prototypes

le voir sur la Figure 5. La partie réelle du premier prototype à l'antirésonance est assez faible (inférieure à 50Ω).

Le facteur de qualité à la résonance a été déduit des impédances à partir de l'approximation suivante [8] :

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R(\omega_0)} |Z'(\omega_0)| \quad (3)$$

avec ω_0 la pulsation à la fréquence de résonance, Z' la

dérivée de l'impédance de l'antenne par rapport à la pulsation et R la partie réelle de l'impédance de l'antenne.

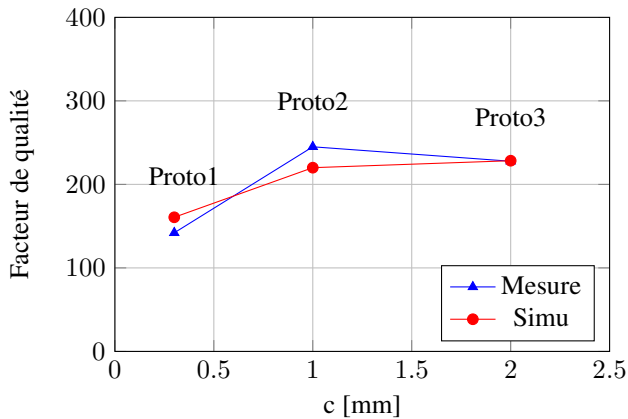


Figure 6. Facteurs de qualité simulés et mesurés des trois prototypes

Le rendement des trois prototypes a été calculé à la résonance en intégrant le diagramme de gain. La mesure vient confirmer le comportement observé en simulation. On voit qu'à taille électrique (ka) donnée, l'efficacité et le facteur de qualité augmentent avec la largeur de la piste de la SRR (Figure 7 et 6). L'efficacité de rayonnement de l'antenne passe de 37% pour le prototype 1 à 58% pour le prototype 3, soit une augmentation de 57% du rendement. Le facteur η/Q reste quant à lui relativement inchangé égal à 0,26.

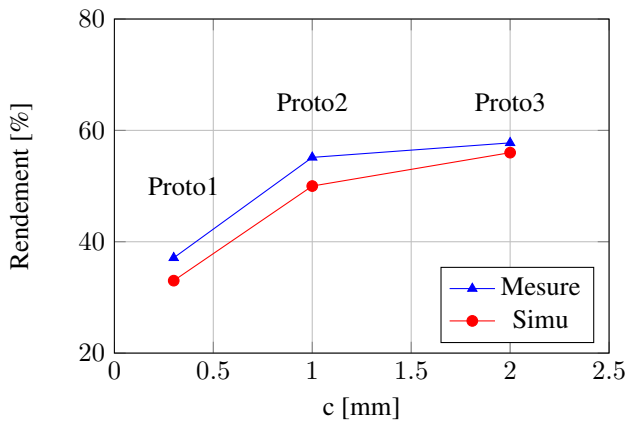


Figure 7. Rendements de rayonnement simulés et mesurés des trois prototypes

4. Méthode de mesure

Les mesures ont été effectuées en utilisant une technique d'excitation différentielle, à la fois pour la mesure d'impédance et pour celle du rayonnement, de manière à minimiser l'influence des câbles qui peut être particulièrement importante pour des antennes électriquement petites. L'orientation des câbles coaxiaux a été choisie afin de limiter au maximum le couplage avec l'antenne.

4.a. Mesure de l'impédance

La méthode d'excitation différentielle consiste à alimenter l'antenne à l'aide de deux câbles coaxiaux par un signal déphasé de 180° [9]. Pour déterminer l'impédance de l'antenne seule, trois mesures de paramètres S sont nécessaires : une mesure de l'ensemble antenne+câbles et la mesure de chacun des câbles.

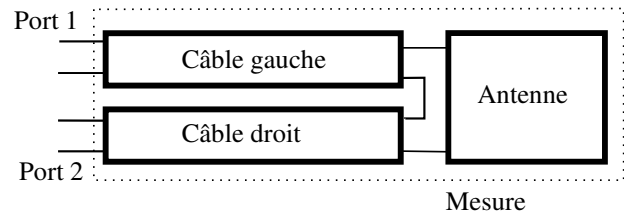


Figure 8. Principe de la mesure d'impédance en différentielle

On calcule ensuite les matrices chaînes ABCD correspondantes et l'on a :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_m = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_g \times \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_a \times \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_d \quad (4)$$

avec les acronymes « m » pour mesure, « g » et « d » pour câble respectivement gauche et droit et « a » pour l'antenne sous test. Les matrices des câbles et de l'ensemble câbles+antenne étant mesurées, il est possible de déterminer la matrice chaîne ABCD de l'antenne seule. Cette matrice est ensuite convertie en matrice S et l'impédance peut être obtenue à partir de la relation suivante :

$$Z = Z_0 \frac{1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21} - S_{12} - S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (5)$$

où Z_0 désigne l'impédance caractéristique du câble et les paramètres S calculés précédemment.

4.b. Mesure du diagramme de rayonnement

Une méthode classique de mesure du gain consiste à effectuer le bilan de liaison dans une chambre anéchoïde entre une antenne d'émission fixe connue et celle que l'on cherche à mesurer (cf. Figure 9). Pour calculer ce gain, on utilise la formule de Friis simplifiée, en supposant qu'il n'y ait pas de pertes par désadaptation de polarisation :

$$\frac{P_r}{P_e} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (6)$$

avec P_r et P_e respectivement la puissance reçue et émise, G_t et G_r le gain respectivement en transmission et en réception, λ la longueur d'onde et R la distance séparant les deux antennes. Une première mesure avec une antenne étalon permet de connaître tous les termes nécessaires. Le recours à un lien optique à la place du câble coaxial connecté à l'antenne sous test limite au maximum la présence de conducteur qui pourrait perturber la mesure [10].

Pour déterminer le gain en mode différentiel, on mesure le coefficient de transmission S_{21}^1 lorsque le port 2

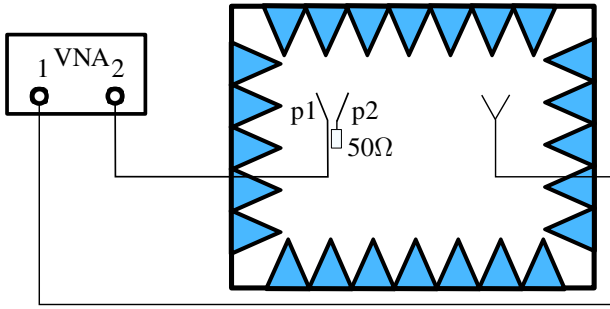


Figure 9. Principe de la mesure du gain à l'aide d'une excitation différentielle

(p2) est chargé par 50Ω puis S_{21}^2 lorsque le port 1 (p1) est connecté à 50Ω . On calcule ensuite $S_{diff,v} = S_{21}^1 - S_{21}^2$ pour la polarisation verticale et horizontale. On reconstruit enfin le diagramme à l'aide de la formule suivante [11] :

$$G_{diff} = \left(\frac{1 - |\Gamma_{diff}|^2}{2} \right) \frac{|S_{diff,v}|^2 + |S_{diff,h}|^2}{1 - |S_{11}||S_{22}| - |S_{12}||S_{21}|} \quad (7)$$

avec Γ_{diff} le coefficient de réflexion de l'antenne, et S_{xx} les paramètres S calculés précédemment.

Plusieurs plans de coupe sont mesurés afin de reconstruire le diagramme 3D du gain par interpolation. On obtient l'efficacité totale en intégrant ce dernier. Afin de limiter les erreurs dues à l'interpolation, il est nécessaire de bien choisir le nombre et l'orientation des plans de coupe.

5. Conclusion

Une antenne miniature particulièrement bien adaptée aux applications de capteurs sans fil a été développée, conçue et mesurée. L'ajustement de la largeur de la piste de la SRR a permis d'augmenter à la fois l'efficacité et le facteur de qualité de l'antenne. Cette antenne présente une dimension maximale de $\frac{\lambda\sqrt{2}}{12}$. Le protocole de mesure utilisant une excitation différentielle à la fois pour la mesure d'impédance et de rayonnement, ainsi que le calcul du facteur de qualité ont été présentés. Les résultats de mesure sont en très bonne adéquation avec les résultats de simulation et valident donc les bonnes performances de cette antenne en matière de facteur de qualité et d'effica-

ité. Les prochains travaux traiteront de l'intégration de capteurs physiques dans l'antenne miniature.

Références

- [1] J. Bradley, J. Barbier, and D. Handler, *L'internet of Everything, un potentiel de 14,4 trillions de dollars*.
- [2] R. A. Yogi, S. A. Gangal, R. C. Aiyer, and R. N. Karekar, "Microwave ring resonator as a novel bio-material moisture sensor," *Sensors and Actuators B Chemical*, vol. 50, no. 1, Jan. 1998.
- [3] B. S. Cook, R. Vyas, S. Kim, T. Thai, T. Le, A. Traill, H. Aubert, and M. M. Tentzeris, "RFID-Based Sensors for Zero-Power Autonomous Wireless Sensor Networks," *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 8, pp. 2419–2431, Aug. 2014.
- [4] C. Balanis, *Modern Antenna Handbook*. Wiley.
- [5] R. Green, *The General Theory of Antenna Scattering*, Columbus, 1963.
- [6] H. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [7] R. Ziolkowski, P. Jin, and C.-C. Lin, "Metamaterial-Inspired Engineering of Antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 10, pp. 1720–1731, Oct. 2011.
- [8] A. Yaghjian and S. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, Apr. 2005.
- [9] R. Meys and F. Janssens, "Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, no. 6, pp. 62–65, Dec. 1998.
- [10] M. Hachemi, S. Bories, K. Khelifa, and C. Delaveaud, "Miniature antenna radiation pattern measurement using fiber-optic link," in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Apr. 2010.
- [11] R. Bourtoutian, P. Ciaï, C. Delaveaud, and S. Toutain, "Méthode de mesure des caractéristiques de rayonnement des antennes différentielles," Toulouse, 2007.