HAL
open science

Antenne miniature implantée pour applications RFID UHF

van Hieu Nguyen, Aliou Diallo, Philippe Le Thuc, Stéphane Lanteri, Georges F Carle

To cite this version:

van Hieu Nguyen, Aliou Diallo, Philippe Le Thuc, Stéphane Lanteri, Georges F Carle. Antenne miniature implantée pour applications RFID UHF. 20èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2017), May 2017, Saint-Malo, France. pp.4, 2017. hal-01486655

HAL Id: hal-01486655

https://hal.science/hal-01486655v1

Submitted on 12 Jun 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.

Antenne miniature implantée pour applications RFID UHF

V.H.Nguyen[1], A. Diallo[1], P. Le Thuc[1], S.Lanteri[2], G.F. Carle[3]

[1] *Université Côte d'Azur, CNRS, LEAT, France*
[2]*INRIA, Sophia Antipolis-Méditerranée, 2004 Route des Lucioles, BP 93, 06902 Sophia Antipolis*
[3]*Université Côte d'Azur, CEA, BIAM, TIRO-MATOs, 28, avenue de Valombrose, 06107, Nice Cedex 2*
vhnguyen@unice.fr

Résumé *– Dans cet article, la conception d'une antenne miniature implantée dans un petit animal et destinée à fonctionner dans la bande RFID UHF européenne est présentée. Un des objectifs consiste à miniaturiser l'élément rayonnant tout en préservant son efficacité afin de permettre une communication fiable entre un dispositif d'identification externe et le petit animal. L'élément rayonnant est un dipôle de taille réduite combiné avec une petite antenne boucle rectangulaire. Cette antenne de dimensions 2,4x25,4x0,44mm^3 intègre une puce Impinj Monza® 4 présentant à 868MHz une impédance de (5,5-j74) Ohms. La conception et l'optimisation de l'antenne ont été réalisées à l'aide du logiciel HFSS d'ANSYS. Les résultats obtenus donnent une efficacité de rayonnement de 0,7% et un gain total de -17,5dBi.*

1. Introduction

Depuis plusieurs années, de nombreux travaux ont porté sur la conception d'antennes implantables dans la bande MICS (Medical Implant Communication Service) (402-405) MHz afin d'être associées à des dispositifs médicaux destinés à être implantés dans le corps humain ou dans celui d'animaux [1]. Toutefois, à ces fréquences, la taille des antennes est rédhibitoire si l'on s'intéresse à des animaux de petite taille. Ainsi, l'utilisation de la technologie RFID (Radio Frequency IDentification) en bande UHF semble être une bonne solution pour faciliter une implantation pour l'identification de petits animaux de par sa fréquence plus élevée mais aussi car elle ne nécessite pas l'usage d'une batterie [2]. Cependant, quelle que soit la bande de fréquence employée, la principale difficulté de la conception d'antennes pour les dispositifs de communication bio-implantables demeure l'effet du milieu à pertes (ici les tissus du corps humain ou de l'animal) qui entoure l'antenne implantée et qui réduit les performances de l'antenne notamment en termes de bande passante et d'efficacité [3], [4].

L'un des objectifs de ce travail est l'identification par radiofréquence de petits animaux dans un hébergement confiné. Afin de rendre possible cette communication, en plus d'être biocompatible [5], un compromis doit être trouvé entre deux paramètres de l'antenne. En effet, son efficacité de rayonnement doit être suffisante pour garantir la communication entre l'implant (constitué de l'antenne et de la puce) et le lecteur, mais son encombrement doit être suffisamment faible pour que le dispositif ne gêne pas l'animal une fois implanté.

2. Bilan de liaison

L'objectif de cette première partie est de calculer le gain minimal de l'antenne implantée permettant une communication robuste entre l'antenne du lecteur et le tag.

Lors de son utilisation, l'antenne du lecteur est placée dans un espace confiné avec des dimensions réduites limitant ainsi son gain à -5dBi. De même, même s'il est convenu qu'une augmentation de la puissance émettrice conduit à une augmentation de la puissance reçue, la puissance émise ne dépassera guère 0dBm pour ne pas trop exposer l'animal même si dans la bande ISM 868MHz, les recommandations de l'ERC [6] impose une puissance maximale de 500mW (27dBm), mais seulement 10dBm pour les systèmes implantées (ici seule la bande 2,4GHz est énoncée dans le domaine médical dans ce document). D'autre part, la puissance reçue par le lecteur RFID doit être supérieure à sa sensibilité (la puissance minimale nécessaire à la détection du signal de rétroaction de l'étiquette) afin de garantir la communication du système. Ainsi, à partir des performances du lecteur et des paramètres d'atténuation A_{milieu} dans le milieu animal (air négligeable ici) et les pertes aux interfaces L_{int} entre l'air et le milieu animal, nous pouvons exprimer la puissance reçue par le lecteur à partir de l'équation suivante [7] :

$$P_{rx\ lecteur} = \frac{P_{tx\ lecteur} G_{tag}^2 G_{lecteur}^2}{\sum L_{int} \sum A_{milieu}} \qquad (1)$$

Les caractéristiques du lecteur et de son antenne sont données dans le Tableau 1 :

Sensibilité du lecteur	(Puissance du lecteur) P_{tx} du lecteur	Gain de l'antenne du lecteur ($G_{lecteur}$)
-82 dBm	0 dBm	-5 dBi

Tableau 1. Les paramètres du lecteur

A partir de cette équation, on peut estimer la valeur du gain minimum de l'antenne implantable pour la communication dans cet environnement.

$$G_{tag\,min} = \sqrt{\frac{P_{rx\,lecteur\,min} \sum L_{int} \sum A_{milieu}}{P_{tx\,lecteur} G_{lecteur}^2}} \quad (2)$$

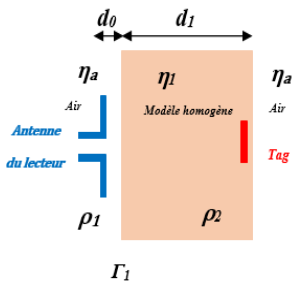
En supposant que d_i est la longueur du canal de propagation de l'onde dans chaque milieu ; dans ce cas, d_0 est l'épaisseur de la couche d'air et d_1 est l'épaisseur équivalente de la couche du corps de l'animal. L'atténuation du milieu A_{milieu} est définie par l'équation suivante :

$$A_{milieu} = \left(\frac{\lambda_i}{4\pi d_i}\right)^2 e^{-\alpha_i d_i} \quad (3)$$

Où $\alpha_0 = 0$ est la constante d'atténuation de l'air et α_1 est la constante d'atténuation du milieu équivalente au corps animal :

$$\alpha_1 = \omega \sqrt{\frac{\mu_{req}\varepsilon_{req}}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma_{eq}}{\omega\varepsilon_{req}}\right)^2} - 1\right]} \quad (4)$$

En outre, nous considérons que l'onde incidente se propage à travers les différents milieux comme indiqué sur la Figure 1 avec les différentes impédances qui produisent les pertes aux interfaces L_{int} définies par les équations ci-dessous [8]. Le coefficient de réflexion Γ_1 peut être exprimé directement en termes de ρ_i et d_1:



$$\rho_1 = \frac{\eta_1 - \eta_a}{\eta_1 + \eta_a} \quad (5)$$

$$\rho_2 = \frac{\eta_a - \eta_1}{\eta_a + \eta_1} \quad (6)$$

$$\Gamma_1 = \frac{\rho_1 + \rho_2 e^{-j2k_1d_1}}{1 + \rho_1\rho_2 e^{-j2k_1d_1}} \quad (7)$$

$$L_{int} = |\Gamma_1|^2 \quad (8)$$

Figure 1. Transmission et réflexion sur la couche diélectrique

Où ρ_i est le coefficient de réflexion élémentaire à gauche des deux interfaces, $k_i = \frac{2\pi}{\lambda_i}$ est le nombre d'onde, λ_i est la longueur d'onde dans chaque milieu et η_i est l'impédance caractéristique de chaque environnement : η_0 pour la couche d'air et η_1 pour le corps animal :

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \quad (9) \qquad \eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_{req}\mu_0}{\varepsilon_{req}\varepsilon_0}} \quad (10)$$

Le Tableau 2 résume les valeurs obtenues pour les différents paramètres pour un trajet aller-retour.

A_{milieu}	L_{int}	G_{tagmin} du tag	P_{rx} ou sensibilité du lecteur
25 dB	7.5 dB	-20 dBi	-82 dBm

Tableau 2. Les paramètres calculés

Ainsi, il sera nécessaire que l'antenne implantée ait un gain minimum de -20dBi pour que le lecteur puisse détecter la puissance renvoyée par le tag.

3. Conception de l'antenne implantée du tag RFID UHF

3.a. Conception et optimisation de l'antenne dans son environnement

La géométrie de l'antenne est proposée sur la Figure 2. Elle est composée d'un dipôle imprimé sur du Duroid (de permittivité ε_r = 2,2, de tangente de pertes tanδ = 0,0009 et d'épaisseur 0,127mm) excité par couplage par une antenne boucle. Cette dernière est associée à une puce Impinj Monza® 4 [9] présentant à 868MHz une impédance de (5,5-j74) Ohms. Pour adapter l'antenne à l'impédance complexe de la puce nous avons cherché à obtenir une impédance d'entrée de l'antenne égale au complexe conjugué de celle de la puce soit (5,5+j74) Ohms.

Le calcul des dimensions de la boucle d'impédance $Z_{loop} = R_{in} + jL\omega$ a été effectué en utilisant les formules données dans [10], avec $R_{in} = R_r + Rl$.

Rr et Rl sont respectivement les résistances de rayonnement et de perte de la boucle avec :

$$Rr = 320.\pi^4 \frac{A^2}{\lambda^4} \quad (11) \qquad Rl = \frac{P}{2w}\sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (12)$$

Où A est l'aire de la boucle, P son périmètre, μ la perméabilité du matériau utilisé et σ sa conductivité. L'objectif est d'obtenir une résistance R_{in} proche de 5,5Ω. Mais l'impédance de l'antenne boucle étant très selfique avec une partie imaginaire très élevée, l'ajout du dipôle nous permet de créer un effet capacitif permettant de la réduire pour nous rapprocher de 74Ω. L'augmentation des dimensions du dipôle nous a permis ainsi d'optimiser la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne, mais également d'augmenter R_{in} ce qui améliore l'efficacité de l'antenne.

De plus, deux vias ont été ajoutés pour connecter les plateaux métalliques supérieurs et inférieurs constituant les brins du dipôle (Figure 2) afin d'augmenter la taille de ce dernier.

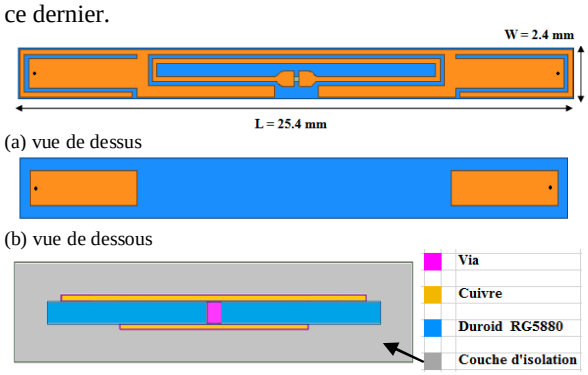


Figure 2. Géométrie de l'antenne

Par ailleurs, il est nécessaire de noter qu'un modèle équivalent homogène des différents tissus est utilisé pour le milieu à pertes entourant l'antenne ce qui permet de gagner du temps de calcul pour la simulation et l'optimisation. La Figure 3 montre le volume total de ce modèle qui est de $\pi x 13{,}5^2 x 70 mm^3$, avec ε_{req}=40, $\tan\delta_{eq}$=0,39 et σ_{eq}=0,79 (S/m) qui sont respectivement la permittivité relative, la tangente de pertes et la

conductivité équivalentes en tenant compte des différentes couches du corps de l'animal.

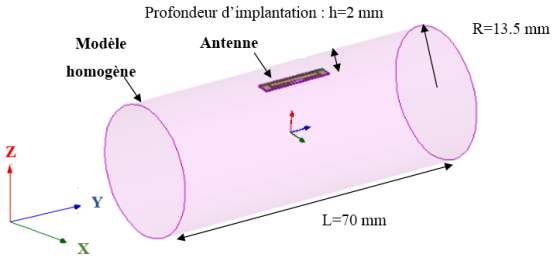


Figure 3. Simulation de l'antenne implantée dans le modèle homogène

De plus, une couche d'isolant a été ajoutée [3]. Celle-ci en plus de permettre une meilleure acceptation de l'implant par l'organisme, facilite la transition électromagnétique entre l'antenne et la couche de tissu la plus extérieure, et réduit également la puissance absorbée par le milieu à pertes.

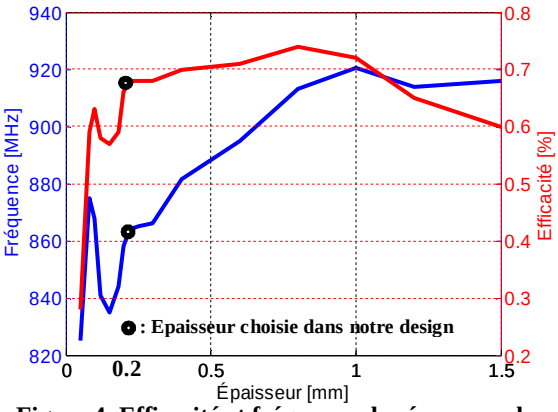


Figure 4. Efficacité et fréquence de résonance de l'antenne en fonction de l'épaisseur de la couche d'isolation

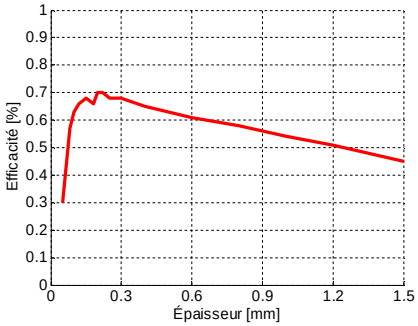


Figure 5. Efficacité de l'antenne à 868 MHz en fonction de l'épaisseur de la couche d'isolation

Nous avons ainsi observé qu'en ajoutant cette couche de silicone (de permittivité $\varepsilon_r = 3{,}1$ et de tangent de perte $\tan\delta = 0{,}0025$) d'une épaisseur de 0,2mm entourant l'antenne, la procédure d'adaptation de l'impédance est rendue plus facile et l'antenne est plus efficace.

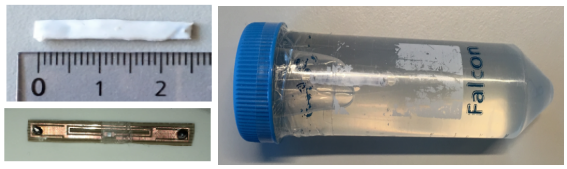
Sur la Figure 4 sont tracées les courbes représentant l'évolution de la fréquence de résonance et de l'efficacité de l'antenne en fonction de l'épaisseur de la couche silicone. Nous remarquons que l'efficacité est maximum (légèrement supérieure à 0,7%) à 913 MHz pour une épaisseur égale à 0,8mm. Plus particulièrement, si nous considérons l'efficacité de l'antenne à la fréquence de résonance de 868 MHz en fonction de l'épaisseur de la couche de silicone, nous observons que c'est pour une épaisseur de la couche d'isolation comprise entre 0,15mm et 0,25mm, que l'efficacité est maximale (Figure 5).

3.b. Résultats

Un prototype de l'antenne a été réalisé (Figure 6). La Figure 7(a) présente la comparaison des coefficients de réflexion simulé et mesuré qui sont calculés à partir de l'impédance de la puce grâce à l'équation suivante :

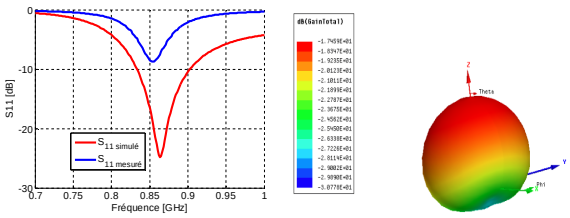
$$S_{11} = \frac{Z_{ant} - Z_{IC}^{*}}{Z_{ant} + Z_{IC}} \qquad (13)$$

Les mesures ont été effectuées en connectant un petit câble à l'antenne. Cette dernière a été ensuite plongée dans un mélange de même permittivité que le modèle homogène de l'animal. En mesure, on constate une réduction de la bande passante et un léger décalage de la fréquence de travail dû notamment à la fiabilité du processus de fabrication et plus particulièrement à la variation de l'épaisseur de la couche d'isolant utilisée lors de la réalisation et dont la dimension ne correspond pas exactement à celle utilisée en simulation. Néanmoins, le coefficient de réflexion simulé de l'antenne implantée montre que celle-ci est bien adaptée à 868 MHz.



(a) Prototype (b) Antenne dans le fantôme

Figure 6. Prototype de l'antenne fabriquée (a) et antenne dans le fantôme (b)



(a) (b)

Figure 7. Coefficients de réflexion (a) et diagramme de rayonnement (b) simulés de l'antenne implantée

La Figure 7(b) montre le diagramme de rayonnement simulé avec un gain maximal de -17,5dBi supérieur au gain minimal de -20dBi exigé et calculé précédemment dans le bilan de liaison ; ce gain semble acceptable vu les dimensions de l'antenne et les travaux précédemment présentés dans des articles [11]. Ainsi avec cette antenne, le tag peut recevoir un gain théorique de -77dBm pour une puissance d'émission de 0dBm.

4. Caractérisation des champs E et H

Pour valider les performances de cette antenne en champ proche, nous allons étudier l'allure du champ E et surtout du champ H qui nous interesse principalement dans le cadre de notre application. Les Figures 8 et 9 présentent l'allure de ces champs H et E en fonction de la largeur et la longueur du fantôme du corps animal selon l'axe X et l'axe Y. Ces champs électromagnétiques ont été simulés à hauteur du tag implanté dans le modèle homogène et sont observés à 868 MHz. Nous pouvons noter que quelle que soit la direction d'observation, les maxima des deux champs sont obtenus au niveau du centre de l'antenne.

La distribution des champs selon l'axe X est moins large que celle obtenue selon l'axe Y, du fait de la géométrie de l'antenne.

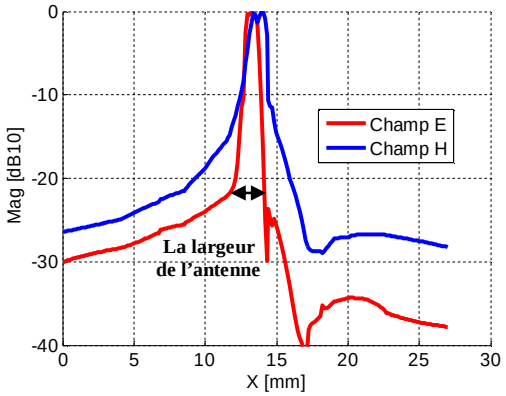


Figure 8. Champs E et H normalisés en fonction de la largeur du modèle homogène selon l'axe X

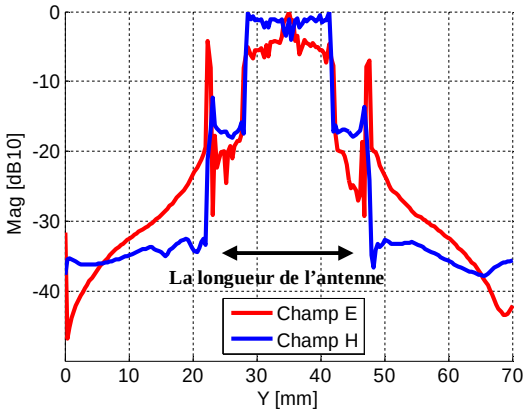


Figure 9. Champs E et H normalisés en fonction de la longueur du modèle homogène selon l'axe Y

Plus généralement, les champs H et E sont concentrés autour du tag et sont atténués au fur et à mesure que nous nous éloignons de la surface considérée . La géométrie de l'antenne explique les résultats observés en ce qui concerne les champs. En effet, l'élément rayonnant est composé : d'une boucle magnétique rectangulaire (champ H dominant) couplée à d'un dipôle électrique (champ E dominant), ce qui fait que dans la zone de rayonnement de l'antenne en champ proche on retrouve ces 2 composantes très élevées.

5. Conclusion

Dans ce papier, la conception d'une antenne implantée destinée à fonctionner dans la bande RFID UHF a été présentée. Des techniques permettant d'améliorer son efficacité et sa miniaturisation ont également été proposées. L'observation des diagrammes des champs E et H rayonnés en champ proche par l'antenne implantée dans l'animal a montré la présence des deux composantes du fait de la géométrie de la structure. D'autre part, l'étude du bilan de liaison entre l'antenne implantée et l'antenne interrogatrice dans l'environnement spécifique du projet a montré que les performances de l'antenne conçue permettaient son utilisation dans le cas de l'application visée.

6. Remerciements

Ce travail a bénéficié d'une aide de l'Etat gérée par l'Agence Nationale de la Recherche au titre du programme « Investissements d'Avenir" » portant la référence : ANR-11-LABX-0031-01.

Références

[1] C. M. Furse and A. Chrysler, "A History & Future of Implantable Antennas," *in IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 527–528, 2014.

[2] L. Catarinucci, R. Colella, L. Mainetti, V. Mighali, L. Patrono, I. Sergi, and L. Tarricone, "Near Field UHF RFID Antenna System Enabling the Tracking of Small Laboratory Animals," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2013, pp. 1–10, 2013.

[3] F. Merli, B. Fuchs, J. R. Mosig, and A. K. Skrivervik, "The effect of insulating layers on the performance of implanted antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 1, pp. 21–31, 2011.

[4] A. K. Skrivervik, "Implantable antennas: The challenge of efficiency," *2013 7th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2013*, no. Eucap, pp. 3627–3631, 2013.

[5] M. Rodriguez, C. Furse, and R. Franklin, "Manufacturing considerations for implantable antennas," IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp., pp. 2087–2088, 2013.

[6] http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/rec7003e.pdf

[7] Daniel M. Dobkin "The RF in RFID", Copyright © Newnes, September 2007.

[8] Sophocles J. Orfanidis "Electromagnetic Waves and Antennas." Copyright © 1999–2016.

[9] Site internet de la puce Monza 4 RFID Impinj, https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202756908-Monza-4-RFID-Tag-Chip-Datasheet

[10] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition", 3rd ed., Wiley, p. 244, 2015.

[11] C. Liu, Y. Guo, S. Xiao "A Review of Implantable Antennas for Wireless Biomedical Devices",Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies, Vol.14, Mar.-Apr. 2016.