



**HAL**  
open science

## Optimisation de l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniature chargée par une capacité

François Sarrazin, Sylvain Pflaum, Christophe Delaveaud

► **To cite this version:**

François Sarrazin, Sylvain Pflaum, Christophe Delaveaud. Optimisation de l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniature chargée par une capacité. 20ème Journées Nationales Microondes, May 2017, Saint-Malo, France. hal-01525546

**HAL Id: hal-01525546**

**<https://hal.science/hal-01525546>**

Submitted on 22 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 de l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniature chargée par une capacité

F. Sarrazin<sup>1,2</sup>, S. Pflaum<sup>1,2</sup>, C. Delaveaud<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>CEA-LETI, Minatec Campus, 38000 Grenoble

<sup>2</sup>GRENOBLE-ALPES UNIVERSITÉ, Grenoble, France

christophe.delaveaud@cea.fr

**Résumé** – Ce papier présente l'optimisation de l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniature différentielle inspirée IFA chargée par une capacité distribuée utilisée pour réduire ses dimensions. L'optimisation est réalisée en remplaçant la capacité distribuée par un couple de capacité distribuée/localisée. L'influence des pertes de la capacité localisée sur l'efficacité de rayonnement est notamment mise en évidence.

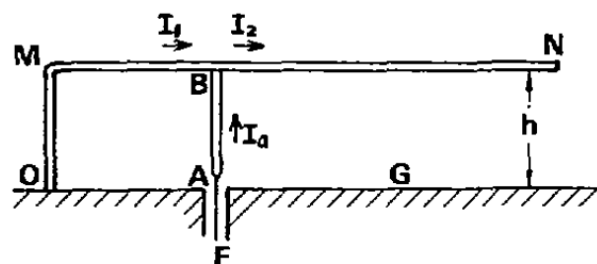


Figure 1. Structure originale d'une antenne IFA [6].

### 1. Introduction

Les Antennes Electriquement Petites (AEP) sont étudiées depuis maintenant de nombreuses années. En effet, l'antenne est un élément indispensable de tout système de communication et sa miniaturisation est un enjeu important pour la réduction de la taille globale des objets communicants sans fil. Les premières études concernant les limites des performances des AEP sont attribuées à Wheeler [1] et Chu [2] dans les années 1950. Wheeler a notamment défini une antenne comme électriquement petite si  $ka < 0.5$  où  $k$  est le nombre d'ondes et  $a$  est le rayon de la plus petite sphère englobant l'antenne. Chu a ensuite relié le facteur de qualité minimum atteignable  $Q_{min,Chu}$  pour une efficacité de rayonnement  $\eta_{ray}$  et une dimension d'antenne (exprimée en terme de  $ka$ ) données.

$$Q_{min,Chu} = \eta_{ray} \left( \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right) \quad (1)$$

Le facteur de qualité étant inversement proportionnel à la bande passante de l'antenne, (1) illustre le compromis bien connu taille – bande passante – efficacité des AEP [3], [4]. De nombreuses études traitent de la réduction du facteur de qualité des AEP [5] afin d'élargir leur bande passante, intrinsèquement très faible. Certaines applications, telles que les réseaux de capteurs par exemple, nécessitent en revanche une bande passante très faible puisqu'ils ne communiquent qu'une petite quantité de données de façon intermittente. L'efficacité de rayonnement devient alors le paramètre critique afin de minimiser la consommation de ces capteurs, améliorer le rapport signal sur bruit et maximiser la portée. Dans ce papier, nous nous focalisons donc sur l'optimisation de l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniature.

Différentes techniques de miniaturisation sont utilisées pour réduire les dimensions de l'antenne. L'approche de conception privilégie l'efficacité de rayonnement au détriment de la bande passante qui est réduite mais suffisante pour l'application visée. Le chargement capacitif utilisé pour réduire fortement la fréquence de fonctionnement est l'objet d'une étude particulière visant à minimiser les pertes introduites contribuant la limitation de l'efficacité de rayonnement. Le principe de l'optimisation repose sur l'utilisation d'une combinaison de capacité distribuée et localisée afin de réduire les pertes ohmiques de l'antenne.

La section 2 décrit l'antenne miniature différentielle inspirée IFA considérée dans cette étude et la section 3 présente les résultats de l'optimisation de son efficacité de rayonnement.

### 2. Antenne miniature inspirée IFA

L'antenne étudiée résulte d'une évolution d'une structure d'antenne Inverted-F Antenna (IFA) développée pour de petits objets communicants ne possédant pas de plan de masse significatif, c'est-à-dire grand devant la longueur d'onde. La structure d'une antenne IFA est introduite pour la première fois en 1977 par Guertler [6] (Fig. 1). Elle s'appuie sur un plan de masse de taille significative par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement. Afin de s'affranchir du plan de masse, la structure de l'antenne est symétrisée pour respecter le principe des images électriques, ce qui se traduit par une augmentation des dimensions de l'antenne (Figure 2). Cette structure n'est pas sans rappeler l'antenne en «U» de Matzner [7] étudiée pour des propriétés de quasi-isotropie de rayonnement. Afin de réduire significativement l'encombrement de l'antenne, plusieurs techniques de miniaturisation sont mises en œuvre.

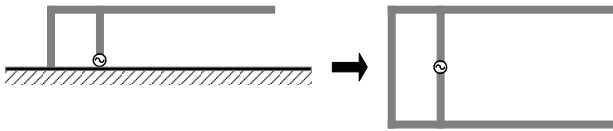


Figure 2. Passage en IFA symétrique (absence de plan de masse).

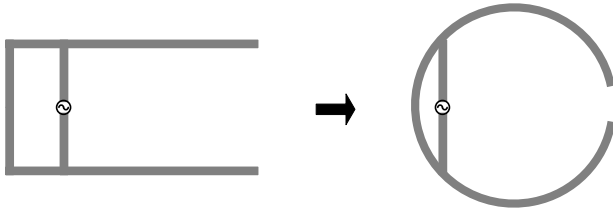


Figure 3. Repliement des brins en cercle.

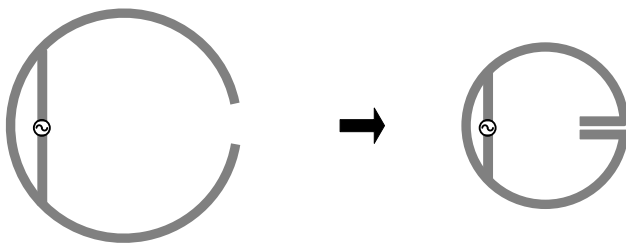


Figure 4. Introduction de la capacité de charge en extrémité.

Les deux brins quart d'onde sont tout d'abord repliés de façon circulaire afin d'optimiser la géométrie [8] de l'antenne en accord avec la sphère de Chu (Figure 3). A l'extrémité ouverte de l'antenne, une capacité est introduite pour allonger artificiellement les brins résonants (Figure 4). Plusieurs solutions sont possibles pour réaliser cette capacité. Les brins de l'antenne ont ainsi été prolongés pour former une ligne coplanaire dont la longueur fixe la valeur de la capacité. Celle-ci permet ainsi d'abaisser significativement la fréquence de résonance de l'antenne. Le court-circuit de l'antenne est ensuite correctement dimensionné en longueur, largeur de piste et point de connexion pour réaliser un point d'adaptation  $50 \Omega$ . Les positions du court-circuit et du point d'excitation sont échangées pour permettre une alimentation plus aisée en pratique (placement des câbles coaxiaux de mesure). On obtient au final une antenne miniature de type différentielle inspirée IFA.

L'antenne conçue pour fonctionner dans la bande ISM 433 MHz ( $\lambda = 70$  cm) est présentée sur la Fig. 5 [9]. L'antenne est gravée sur un substrat faible perte de type Rogers RO3003 ( $\epsilon_r = 3$ ). Le rayon de l'antenne est de 25 mm, soit  $\lambda/28$  à la fréquence considérée ou encore  $ka = 0.2267$ . La piste conductrice est en cuivre de 17 microns d'épaisseur. Sa largeur a été optimisée afin de maximiser l'efficacité de rayonnement de cette antenne.

En effet, si on considère une distribution sinusoïdale du courant, la résistance de pertes d'un dipôle demi-onde peut s'exprimer :

$$R_{\text{loss}} = \frac{1}{2} \frac{l}{\sigma 2\pi r \delta} = \frac{l}{4\pi r} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (2)$$

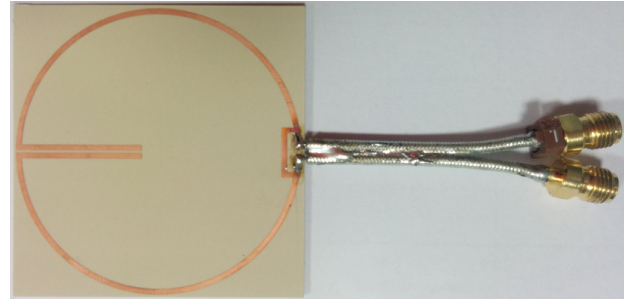


Figure 5. Antenne miniature différentielle inspirée IFA chargée par une capacité distribuée [9].

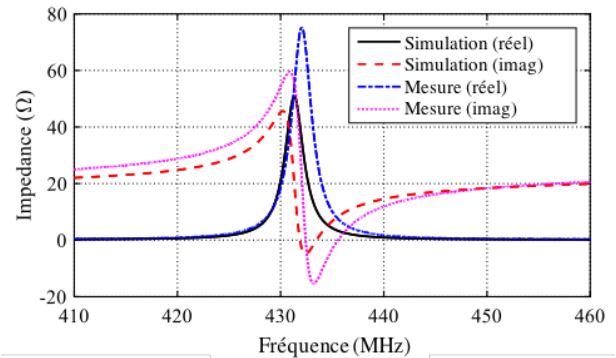
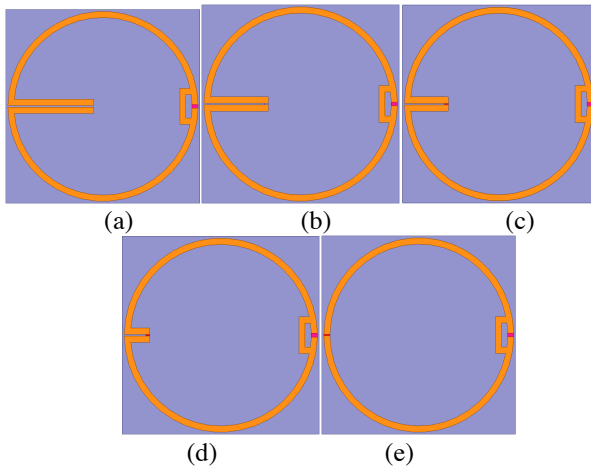


Figure 6. Impédance d'entrée simulée et mesurée de l'antenne IFA repliée et chargée par une capacité [9].

où  $l$  est la longueur du dipôle,  $\sigma$  est la conductivité du métal,  $r$  est le rayon du dipôle et  $\delta$  est l'épaisseur de peau définie comme  $\delta = \sqrt{2 / \mu_0 \omega \sigma}$  avec  $\mu_0$  la permittivité du vide et  $\omega$  la pulsation de résonance. Il est donc possible de diminuer la valeur de cette résistance de pertes en modifiant sur le rayon du dipôle ou bien la conductivité de son matériau [10]. Par analogie avec cette étude, nous avons regardé l'influence de la largeur de piste de l'antenne IFA repliée chargée par une capacité (Figure 5). L'efficacité de rayonnement augmente avec l'élargissement de la piste de cuivre et peut être ajustée entre 18 % et 53 % [9]. Dans le cadre de cette étude, nous avons fixé la largeur de piste à 1.6 mm, soit une efficacité de rayonnement de 44 % obtenue en simulation à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique ANSYS [11]. La longueur de la capacité est ajustée à 22 mm afin de faire résonner l'antenne à 433 MHz.

Cette antenne a été réalisée et mesurée en utilisant une excitation différentielle [12] afin de limiter l'influence du câble d'excitation sur les performances de l'antenne. L'impédance d'entrée de cette antenne est présentée sur la Figure 6. On relève une bonne concordance entre simulation et mesure. L'efficacité de rayonnement a également été mesurée à l'aide de la méthode d'intégration du diagramme de gain en chambre anéchoïque. Les diagrammes de gain ont été mesurés avec l'alimentation différentielle [13] et en utilisant un transducteur optique-radiofréquence [14] limitant les perturbations du rayonnement quasi-isotrope. L'efficacité mesurée est égale à 40 % ce qui confirme les résultats simulés [9].



**Figure 7. Antennes étudiées avec différentes combinaisons de capacité distribuée/localisée.**

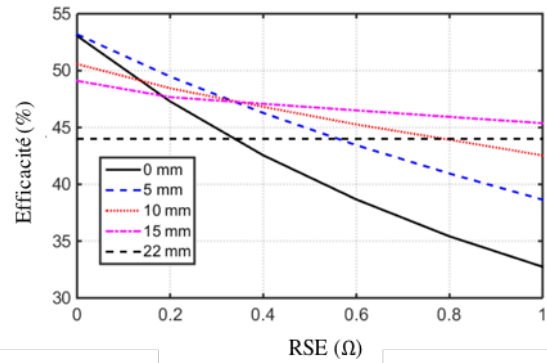
Antenne	Capacité distribuée (mm)	Capacité localisée (pF)
a	22	0
b	15	0.28
c	10	0.48
d	5	0.68
e	0	0.87

**Tableau 1. Combinaisons des capacités distribuées et localisées pour chaque antenne étudiée.**

### 3. Optimisation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne

Dans cette partie, nous proposons de remplacer la capacité distribuée de l'antenne par une capacité localisée (type CMS), et d'étudier l'impact de ce changement sur l'efficacité de rayonnement de l'antenne. La capacité distribuée de 22 mm est équivalente à une capacité localisée de 0,87 pF. Plusieurs cas intermédiaires, combinant à la fois une capacité distribuée ainsi qu'une capacité localisée, sont également considérés. Il est à noter que la capacité localisée est positionnée à l'extrémité de la capacité distribuée. L'ensemble des antennes étudiées est présenté sur la Figure 7.

La longueur de la capacité distribuée est réduite progressivement et est compensée par une augmentation de la valeur de la capacité. Les différents couples de valeurs (longueur de la capacité distribuée et capacitance de la capacité localisée) sont détaillés dans le Tableau 1. Ces différents couples sont déterminés en simulation EM 3D pour maintenir le fonctionnement de l'antenne à la même fréquence. Les pertes dues à la capacité distribuée sont fixées par la conductivité finie du matériau utilisé, ici le cuivre, ainsi que par la tangente de pertes du matériau diélectrique. En revanche, les pertes dues à la capacité localisée sont dépendantes du composant CMS utilisé, éventuellement de la technique de report sur le circuit et peuvent être modélisées par sa résistance série équivalente (RSE). Sur la Fig. 8, nous présentons l'efficacité de rayonnement simulée pour chacune des 5 configurations d'antenne en fonction de la résistance série équivalente de la capacité localisée. La RSE varie de 0  $\Omega$  à 1  $\Omega$  par pas



**Figure 8. Efficacité de rayonnement de chaque configuration d'antenne en fonction de la résistance série équivalente de la capacité localisée.**

de 0.1  $\Omega$ . Le cas « 22 mm » présente une efficacité de rayonnement constante à 44 % en fonction de la RSE puisqu'il ne comporte pas de capacité localisée.

Pour tous les autres cas, l'efficacité de rayonnement diminue linéairement avec l'augmentation de la RSE. Lorsque la RSE est nulle, l'efficacité de rayonnement est naturellement plus élevée quand on tend vers une capacité localisée seule puisqu'aucune perte n'est présente dans ce cas (pas de tronçon de ligne à perte). En revanche, plus la valeur de la capacité localisée est élevée, plus la décroissance de l'efficacité de rayonnement en fonction de la RSE est importante. Il est intéressant de constater qu'il est possible de trouver des combinaisons de capacités distribuée/localisée qui permettent d'améliorer l'efficacité de rayonnement par rapport à l'antenne de base (cas 22 mm). Par exemple, si la RSE de la capacité localisée est de 0.3  $\Omega$ , l'efficacité de rayonnement peut être améliorée de 4 % pour les cas 5, 10 et 15 mm. 300 m $\Omega$  est aujourd'hui une valeur atteignable pour les condensateurs CMS de meilleure qualité. Pour le cas 15 mm, l'efficacité de rayonnement est améliorée quelle que soit la valeur de la RSE inférieure à 1  $\Omega$ .

### 4. Conclusion

Une antenne miniature différentielle (rayon de  $\lambda/28$ ) inspirée IFA présentant une efficacité de rayonnement importante (44 %) a été présentée. L'utilisation d'une capacité localisée en remplacement de la capacité distribuée initiale a été étudiée afin d'améliorer l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Un gain d'une dizaine de pourcent maximum a été obtenu. En combinant l'optimisation de la largeur de piste [9] et le chargement par une capacité mixte répartie/localisée, une augmentation significative de l'efficacité de rayonnement de cette antenne miniature a été obtenue (de 18% à plus de 60%). On notera que ces effets sont observables parce que l'antenne est électriquement petite, avec une plus grande dimension inférieure à  $\lambda/14$ .

### 5. Remerciements

Ce travail a été supporté financièrement par l'Agence Nationale de la Recherche via le projet SENSAS (ANR-13-INFR-0014).

## Références

- [1] H. A. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," Proc. IRE, vol. 35, pp. 1479-1484, 1947.
- [2] L. J. Chu, "Physical limitation on omnidirectional antennas," Journal of Applied Physics, vol. 19, pp. 1163-1175, 1948.
- [3] S. R. Best, "A discussion on the quality factor of impedance matched electrically small antennas," IEEE Trans. Ant. Propag., vol. 53, no. 1, pp. 502-508, 2005.
- [4] A. D. Yaghjian, S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and  $Q$  of antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 4, pp. 1298-1324, 2005.
- [5] N. Behdad, K. Sarabandi, "Bandwidth enhancement and further size reduction of a class of miniaturized slot antennas," IEEE Trans. Ant. Propag., vol. 52, no. 8, pp. 1928-1935, Aug. 2004.
- [6] R. J. F. Guertler, "Isotropic transmission-line antenna and its toroid-pattern modification", IEEE Trans. Ant. Propag., vol. 25, no. 3, p. 386, 1977.
- [7] H. Matzner, M. Milgrom, and S. Shtrikman, "A study of finite size power isotropic radiators," Eighteenth Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 1995, pp. 1.4.1/1-1.4.1/5, 7-8 March 1995.
- [8] S. R. Best "On the Significance of Current Vector Alignment in Establishing the Resonant Frequency of Small Space-Filling Wire Antennas" IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2 pp. 201-204 2003.
- [9] F. Sarrazin, S. Pflaum and C. Delaveaud, "Radiation Efficiency Improvement of a Balanced Miniature IFA-Inspired Circular Antenna," IEEE Ant. and Wireless Propag. Letters, 2016.
- [10] F. Sarrazin, S. Pflaum and C. Delaveaud, "Radiation efficiency optimization of electrically small antennas: Application to 3D folded dipole," International WorkShop on Antenna Technology (iWAT), Cocoa Beach, FL, pp 29-32, 2016.
- [11] ANSYS® Electromagnetics Suite, Release16.0.
- [12] R. Meys et F. Janssens, "Measuring the impedance of balanced antennas by an  $S$ -parameter method," IEEE Ant. Propag. Magazine, vol. 40, no. 6, pp. 62-65, Dec. 1998.
- [13] R. Bourtoutian, P. Ciaï, C. Delaveaud, and S. Toutain, "Méthode de mesure des caractéristiques de rayonnement des antennes différentielles," Toulouse, 2007.
- [14] SPEAG TDS RFoF1P Transducer. Available: [www.speag.com/products/tds/time-domain-probes/rfof1p-transducer/](http://www.speag.com/products/tds/time-domain-probes/rfof1p-transducer/).