



**HAL**  
open science

## Modélisation d'un capteur a courant de Foucault via un couplage de méthodes intégrales adaptées

Vincent Ardon, Olivier Chadebec, Edith Clavel, Jean-Michel Guichon, Patrice Labie, Olivier Sosnicki, Enrico Vialardi

### ► To cite this version:

Vincent Ardon, Olivier Chadebec, Edith Clavel, Jean-Michel Guichon, Patrice Labie, et al.. Modélisation d'un capteur a courant de Foucault via un couplage de méthodes intégrales adaptées. Compatibilité Electromagnétique (CEM) 2010, Apr 2010, Limoges, France. hal-00472605

**HAL Id: hal-00472605**

**<https://hal.science/hal-00472605>**

Submitted on 12 Apr 2010

**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.

# MODELISATION D'UN CAPTEUR A COURANT DE FOUCAULT VIA UN COUPLAGE DE METHODES INTEGRALES ADAPTEES

Vincent Ardon<sup>\*,\*\*</sup>, Olivier CHADEBEC<sup>\*</sup>, Edith CLAVEL<sup>\*</sup>,  
Jean-Michel GUICHON<sup>\*</sup>, Patrice LABIE<sup>\*</sup>, Olivier SOSNICKI<sup>\*\*\*</sup>, Enrico VIALARDI<sup>\*\*</sup>

(\*) : G2Elab, BP 46 – 38402 St Martin d'Hères Cedex, vincent.ardon@g2elab.grenoble-inp.fr

(\*\*) : CEDRAT, 15 Chemin de Malacher Inovallée – 38246 Meylan Cedex

(\*\*\*) : CEDRAT Technologies, 15 Chemin de Malacher Inovallée – 38246 Meylan Cedex

**Résumé.** Cet article présente l'utilisation d'un couplage de méthodes intégrales adaptées pour la modélisation des interconnexions de microsystèmes et de structures d'électronique de puissance. Bien que les méthodes numériques appliquées soient connues, l'originalité de cet article demeure dans la modélisation complète de systèmes électriques de complexité industrielle. Cette approche est appliquée à la modélisation CEM d'une microbobine qui est utilisée comme capteur à courant de Foucault. Son impédance équivalente est calculée pour plusieurs configurations de maillage et est comparée à des résultats de mesure.

## I. INTRODUCTION

De nos jours, avec la montée en fréquence, avec la compacité et la complexité grandissante des interconnexions électroniques, les ingénieurs ont besoin d'outils de modélisation de plus en plus précis pour maîtriser l'impact des résonances et des antirésonances parasites et pour respecter les normes CEM, conduites et rayonnées, qui deviennent de plus en plus contraignantes. Aussi, les méthodes intégrales ont prouvé leur intérêt dans la modélisation des microsystèmes et des systèmes d'électronique de puissance grâce à l'extraction de circuit d'éléments partiels équivalent (méthode PEEC) permettant d'analyser les interconnexions de ces structures via un solveur circuit [1-3]. Ces méthodes sont légères, car seuls les matériaux actifs doivent être maillés, alors que les méthodes différentielles (comme les éléments finis) nécessitent aussi la discrétisation de l'air environnant ; cela permet donc une modélisation plus aisée des géométries planes multi-couches.

De plus avec la naissance des méthodes multipôles développées dans les années 90 [4-5], les méthodes intégrales sont devenues de plus en plus attractives grâce à l'accélération du calcul des produits matrices/vecteurs et au non stockage de la matrice d'interaction qui, étant pleine, limitait rapidement leur application pour des systèmes complexes : intégrer puis résoudre un problème de  $10^5$  inconnues nécessitait au moins 3Go de mémoire.

La prochaine section présente deux méthodes intégrales générales et adaptées pour l'extraction de schémas PEEC résistifs, inductifs et capacitifs d'interconnexions électroniques de complexité industrielle. Enfin, dans la dernière partie de cet article, cette démarche de modélisation est appliquée à l'analyse de l'impédance d'un capteur de position à courant de Foucault : une microbobine sur circuit imprimé.

## II. EXTRACTION DES ELEMENTS PARASITES EQUIVALENTS (R-L-M-C)

A partir des équations de Maxwell, dans un état quasi-statique et en supposant que les charges libres se déplacent à la surface des conducteurs, le champ électrique  $\mathbf{E}_0$  à l'intérieur d'un conducteur isotrope peut s'écrire dans le domaine fréquentiel  $\omega$  de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\vec{E}_0(r) &= \frac{\vec{J}(r)}{\sigma} + \omega \vec{A}(r) + \vec{\nabla}\phi(r) \\ &= \frac{\vec{J}(r)}{\sigma} + \omega \mu \int_V G(r, r') \vec{J}(r') dV + \frac{1}{\epsilon} \vec{\nabla} \int_S G(r, r') \rho(r') dS\end{aligned}$$

où  $\mathbf{J}$  est la densité de courant,  $\sigma$  la conductivité du conducteur,  $\mathbf{A}$  le potentiel vecteur magnétique,  $\phi$  le potentiel scalaire électrique et  $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = 1/(4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)$  la fonction de Green. Les trois parties de l'équation (1) sont respectivement dues aux effets résistifs (R), inductifs (L-M) et capacitifs (C), qui sont modélisés en utilisant deux différentes méthodes intégrales basées sur deux maillages différents des conducteurs et des diélectriques.

### II.1. Extraction des éléments résistifs et inductifs

La méthode intégrale choisie pour la modélisation inductive repose sur un maillage volumique adapté, prenant en compte les effets de peau et de proximité des conducteurs. Les résistances (R), les inductances (L) et les mutuelles inductances (M) sont calculées numériquement par méthode intégrale de Galerkin. Un modèle réduit d'impédance inductive équivalente peut être obtenu entre certains nœuds électriques choisis afin de limiter le nombre de degré de liberté dans un solveur circuit. Cette méthode est plus détaillée dans [6].

Cette méthode implantée dans le logiciel InCa3D [7] est suffisante pour modéliser précisément les courants et tensions dans les dispositifs mais seulement en basse fréquence [3]. Pour élargir ce spectre de fréquences et plus particulièrement, pour modéliser les courants de mode commun dans une étude CEM, il est nécessaire de modéliser les principaux couplages capacitifs.

### II.2. Extraction des éléments capacitifs

Concernant la modélisation capacitive, un maillage surfacique non nécessairement conforme des matériaux conducteurs et diélectriques est utilisé pour extraire d'abord la distribution électrostatique des charges électriques et ensuite les capacités parasites équivalentes [5-6]. Les coefficients de la matrice d'interaction reliant

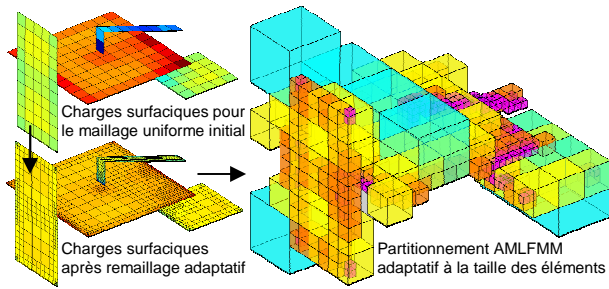


Fig.1 – Maillage capacitif et partitionnement AMLFMM.

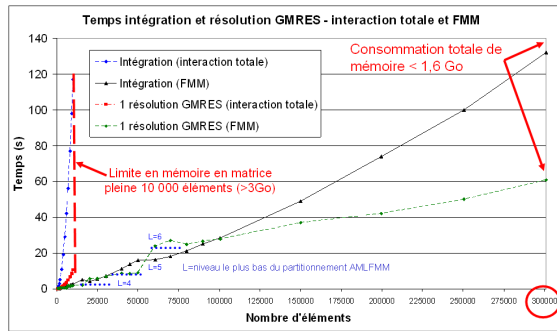


Fig.2 - Comparaison des temps d'intégration en interaction totale et avec la Fast Multipole Method.

les charges aux potentiels des conducteurs sont calculés numériquement via une méthode vectorisée de collocation ou de Galerkin avec une correction analytique de la diagonale.

Pour gagner en temps d'intégration et place mémoire, une approche multipolaire (AMLFMM) est aussi utilisée. L'algorithme développé et employé dans cette étude diffère de sa version originale [4] qui était utilisée pour modéliser en électrostatique les interactions entre nuages de charges ponctuelles. En effet, l'approximation des méthodes numériques d'intégration est basée sur des éléments de maillage surfaciques non-conformes, éventuellement obtenus par un algorithme de remaillage adaptatif basé sur des critères numériques et énergétiques. Un exemple de remaillage adaptatif et de partitionnement est montré en Fig. 1.

L'utilisation de ce nouvel algorithme permet de modéliser rapidement de larges structures, jusqu'à plusieurs centaines de milliers d'inconnues, comme le reportent les courbes de la Fig. 2 [6]. Il est enfin à noter que l'utilisation de la FMM ne permet plus de résoudre directement le système linéaire par décomposition LU, mais un solveur itératif préconditionné, comme le GMRES [8], doit être employé.

### III. APPLICATION : IMPEDANCE D'UN CAPTEUR A COURANT DE FOUCAULT

#### III.1. Introduction du capteur

Les méthodes décrites sont appliquées pour extraire les paramètres parasites équivalents d'un capteur de position à courant de Foucault. Ce type de capteur est largement utilisé pour des mesures de positions sans contact, de déplacements ou de proximités avec de très bonnes

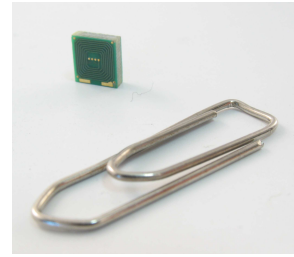


Fig.3 – Capteur de position à courant de Foucault : sonde sur circuit imprimé (réalisation CEDRAT Technologies)

performances (large bande passante, linéarité, robustesse dans un environnement non uniforme). Fonctionnant sur le principe de l'induction magnétique, ces détecteurs peuvent mesurer avec précision la position d'une cible métallique. Avec l'amélioration des performances dans la fabrication des circuits imprimés, une conception spécifique de ce type de capteurs sur des panneaux de circuits imprimés permet de réaliser des dispositifs compacts.

Le capteur étudié est une microbobine multi-couche réalisée sur circuit imprimé de 5,6 mm de côté et 1,9 mm de hauteur (Fig. 3). Le détail des couches ne sera pas explicité ici par raison de confidentialité. Le principe de ce microcapteur est de détecter, via la mesure du courant électrique dans la bobine, des variations du champ magnétique. La modélisation du comportement magnétique de la sonde et le couplage avec un conditionneur électronique dédié sont présentés dans [9] et ne seront pas détaillés ici. Le tableau I résume les principales performances de ce capteur.

Paramètres	Performances
Bande passante (-3dB)	10kHz
Gamme de mesures	2000 $\mu$ m
Offset	500 $\mu$ m
Linéarité	+/-1% et +/-0.5% sur 900 $\mu$ m
Résolution	50nm

table.1 – Principales performances du capteur à courant de Foucault.

#### III.2. Extraction des éléments résistifs et inductifs

Pour extraire les éléments parasites équivalents résistifs et inductifs, le logiciel InCa3D a été utilisé [5]. Dans chaque spire de la bobine la direction du courant est supposée unidirectionnelle. Ainsi, un maillage 1D (volumique) des spires est réalisé avec la prise en compte de l'effet de peau : on considère deux mailles dans l'épaisseur de peau. La Fig. 4 présente un zoom sur le maillage utilisé. L'impédance inductive équivalente (sans prise en compte des capacités parasites dans un premier temps) permet d'obtenir la résistance équivalente ainsi que l'inductance équivalente en basse fréquence. La Fig. 5 présente cette modélisation entre 1Hz et 1GHz, la résistance et l'inductance équivalente valent respectivement 10,3 $\Omega$  et 33,4 $\mu$ H. La chute de la résistance équivalente et la montée de l'inductance équivalente sont dues au fait

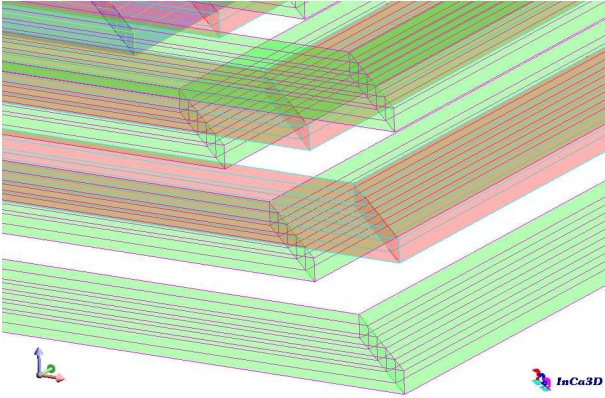


Fig.4 – Maillage inductif unidirectionnel des conducteurs (2480 éléments volumiques)

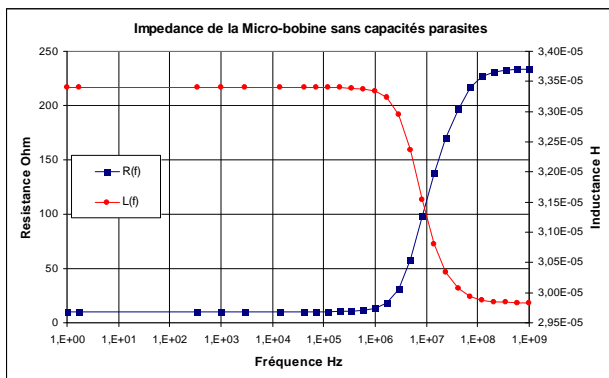


Fig.5 – Impédance du capteur en fonction de la fréquence pour une modélisation inductive seule

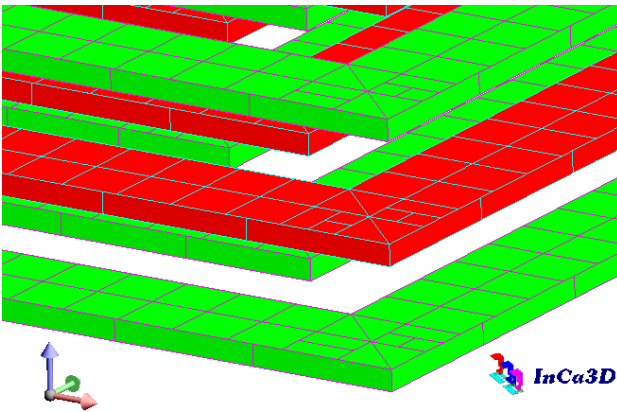


Fig.6 – Maillage capacitif non conforme des conducteurs (135072 éléments de maillage surfacique triangulaires ou rectangulaires)

qu'en haute fréquence, les courants évoluent seulement sur les bords des conducteurs (dans l'épaisseur de peau) et donc la section de conducteur vue par le courant est plus faible.

### III.3. Extraction des éléments capacitifs

Un maillage capacitif (surfacique) des spires seules a été réalisé et est présenté dans la Fig.6. On a supposé que ces spires sont dans un milieu diélectrique homogène de permittivité  $\epsilon_r=4,8$  (normalement constitué de colle ou de FR04 de même permittivité).

La taille de la matrice des capacités calculée dépend du nombre des régions de conducteurs considérés. Pour tester différentes modélisations capacitives, de la plus simpliste à la plus fine, on a choisi de modéliser une capacité entre plusieurs couches de spires ou plusieurs par couche.

Les matrices de capacités sont extraites via la Fast Multipole Method et des résolutions de charges avec le solveur itératif GMRES. Le calcul de matrice de capacités correspondant à la modélisation la plus fine est nécessaire pour obtenir les matrices des autres configurations plus simples. En fait il suffit de « compacter » la matrice en fonction des régions de conducteurs considérés. Pour mieux comprendre cette méthode, considérons une configuration simple constituée de deux plaques conductrices 1 et 2 dont la 1 est divisée en deux parties 1a et 1b. On peut calculer une matrice de capacités entre ces trois régions et en déduire celle entre les deux plaques par la relation suivante [1] :

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1a1a} + C_{1a1b} + C_{1b1a} + C_{1b1b} & C_{1a2} + C_{1b2} \\ C_{21a} + C_{21b} & C_{22} \end{bmatrix}$$

### III.4. Construction du schéma RLMC équivalent complet du capteur et comparaison de l'impédance avec des mesures

Pour construire le schéma complet dans un solveur circuit, il faut connecter physiquement les capacités parasites de la matrice C à certains nœuds électriques de la matrice RLM. Deux types de connexions ont été testés : les cellules (RLM)-(C) sont connectées soit en  $\Pi$  soit en T. Cela revient à connecter des demi capacités aux extrémités des régions de conducteurs ou directement les capacités au barycentre de ces régions (et alors les éléments résistifs et inductifs sont divisés en deux). Ces deux matrices d'impédances inductive et capacitive sont décrites dans des macro-blocs connectés entre eux dans Portunus [10] comme le présente la Fig. 7.

La Fig. 7 représente pour différentes discrétisation de régions capacitatives l'impédance équivalente du capteur à ces deux bornes pour des cellules (RLM)-(C) en  $\Pi$  et en T. On peut observer une légère différence entre ces deux types de connexions pour les modèles les plus simples (4 et 8 régions capacitatives) et que dans les deux cas la fréquence de résonance converge vers 18,6MHz en fonction de la finesse de la modélisation capacitive.

Dans la partie basse fréquence (inférieur à 1MHz) les aspects résistifs et inductifs prédominent comme le montre la courbe d'impédance sans capacités parasites.

Une mesure à l'impédancemètre permet de confronter la modélisation du schéma électrique équivalent à la réalité. Ces résultats, présentés dans la Fig. 9, montrent la bonne modélisation de l'impédance du capteur. On peut observer quelques différences en plus hautes fréquences dues à la modélisation capacitive. L'impédance du modèle RL//C équivalent – constitué d'une résistance de  $12,7\Omega$  en série avec une inductance de  $33,4\mu H$ , le tout en

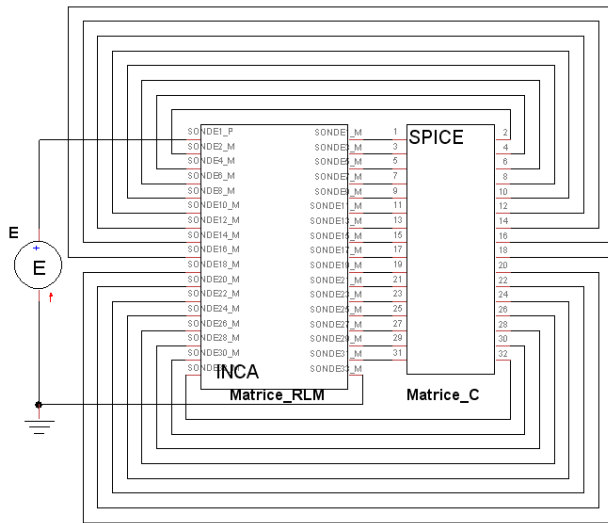


Fig.7 – Schéma électrique équivalent complet du capteur

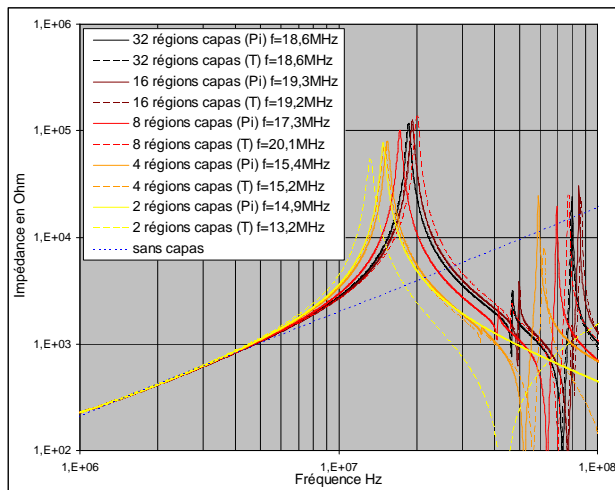


Fig.8 – Impédance du capteur en fonction de la fréquence pour différentes modélisations capacitives (discretisation en  $N$  régions capacitives) et pour différents types de connexions (cellules en  $\Pi$  ou en  $T$ )

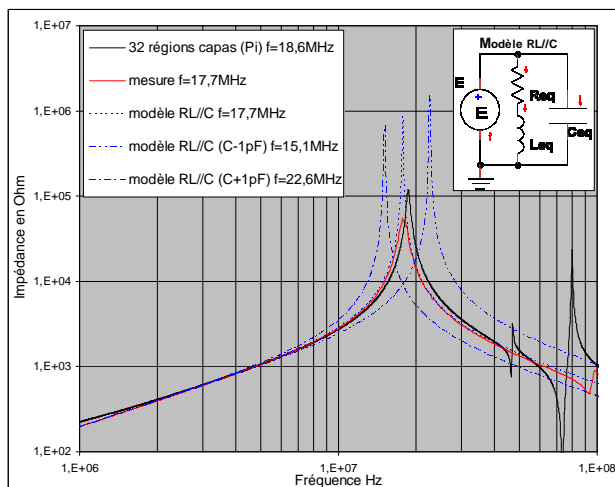


Fig.9 – Comparaison de l'impédance du capteur en fonction de la fréquence entre la mesure et la simulation

parallèle d'une capacité de 2,6 pF – montre l'influence de la capacité pour une variation de  $\pm 1$  pF (valeur limite de mesure des capacités parasites). Les fréquences de résonances respectivement obtenues de 15,1 et 22,6 MHz donnent une idée de la plage de validité du modèle capacitif et confortent la précision de notre modèle équivalent.

#### IV. CONCLUSION

Dans cet article, un couplage de méthodes intégrales adaptées à la modélisation des interconnexions de dispositifs complexes a été présenté. Cette approche générale est appliquée à la modélisation de l'impédance d'un capteur à courant de Foucault. La comparaison de l'impédance du modèle RLMC équivalent obtenue par la modélisation à celle obtenue en mesure montre une très bonne corrélation et valide les méthodes utilisées.

#### REFERENCES

- [1] A. E. Ruehli, P. A. Brennan "Capacitance Models for Integrated Circuit Metallization Wires", IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol. 10, N°6, Dec. 1975.
- [2] A. E. Ruehli, "Survey of computer-aided electrical analysis of integrated circuit interconnections", IBM J. Res. Develop., vol. 23, pp. 626–639, Nov. 1979.
- [3] J. Aimé, J. Roudet, E. Clavel, O. Aouine, C. Labarre, F. Costa, J. Ecrabey, "Prediction and measurement of the magnetic near field of a static converter", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 2007.
- [4] J. Carrier, L. Greengard, and V. Rokhlin, "A fast adaptive multipole algorithm for particle simulations", SIAM J. Sci. Statist. Comput., 1988.
- [5] K. Nabors, J. White, "Multipole-Accelerated Capacitance for 3-D Structures with Multiple Dielectrics", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 39, N°11, Nov. 1992.
- [6] V. Ardon, J. Aimé, O. Chadebec, E. Clavel, J.-M. Guichon, E. Vialardi, "EMC Modeling of an Industrial Variable Speed Drive with an Adapted PEEC Method", (invited paper) COMPUMAG, Nov. 2009.
- [7] InCa3D® software, Cedrat, www.cedrat.com
- [8] Y. Saad, M. H. Schultz, "GMRES: A generalized minimal residual algorithm for solving non-symmetric linear systems", SIAM J. Scientific and Statistical Computing, vol. 7, pp. 856-869, July 1986.
- [9] O. Sosnicki, G. Michaud, F. Claeysen, "Eddy current sensors on Printed Circuit Board for compact mechatronic application", to be published in SENSOR + TEST conference, 2010, May 2010.
- [10] Portunus® software, Adapted Solutions, www.adapted-solutions.com