



HAL
open science

Modélisation du contrôle non destructif par courants de Foucault de matériaux magnétiques

Chiara Zorni, Christophe Reboud, Jean-Marc Decitre, Marc Lambert

► To cite this version:

Chiara Zorni, Christophe Reboud, Jean-Marc Decitre, Marc Lambert. Modélisation du contrôle non destructif par courants de Foucault de matériaux magnétiques. COFREND 2011, May 2011, Dunkerque, France. CD-ROM - 10p. hal-00658520

HAL Id: hal-00658520

<https://centralesupelec.hal.science/hal-00658520v1>

Submitted on 10 Jan 2012

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 DU CONTROLE NON DESTRUCTIF PAR COURANTS DE FOUCAULT DE MATERIAUX MAGNETIQUES EDDY CURRENT TESTING MODELLING OF MAGNETIC MATERIALS

C. Zorni ^{a,b}, C. Reboud ^a, J.-M. Decitre ^a et M. Lambert ^b
^aCEA, LIST, Département Imagerie Simulation pour le Contrôle,
F-91191 Gif-sur-Yvette, France.

^b Département de Recherche en Électromagnétisme,
Laboratoire des Signaux et Systèmes UMR 8506 (CNRS - SUPELEC - Univ Paris-Sud),
91192 Gif-sur-Yvette, France.

Tél. +33 (0)1 69 08 19 30 – Fax. +33 (0)1 69 08 75 97
e-mail : chiara.zorni@cea.fr

Résumé

Le contrôle non destructif par courants de Foucault (CF) est utilisé dans des procédés industriels afin de détecter des défauts dans des matériaux magnétiques tels que les aciers. Dans ce contexte, le CEA développe depuis plusieurs années des outils de simulation intégrés dans la plateforme de simulation CIVA [1] permettant d'améliorer la compréhension des signaux mesurés, d'optimiser la conception de capteurs et d'évaluer les performances des procédures du contrôle par CF. Les développements présentés concernent la modélisation de la réponse d'un capteur CF contrôlant une pièce plane magnétique composée d'une couche de matériau magnétique pouvant contenir un ou plusieurs défauts. La Méthode des Intégrales de Volume (MIV) [2] est utilisée et un système de deux équations intégrales couplées doit être résolu. La discrétisation du volume de calcul et l'application de la Méthode des Moments [3] permettent la résolution numérique du système d'équations couplées. La réponse de la sonde constituée actuellement par une simple bobine est ensuite calculée en appliquant le théorème de réciprocité de Lorentz [4]. L'approche théorique sera présentée ainsi que des comparaisons de résultats avec des données issues de la littérature et des données simulées. La deuxième partie est dédiée à la mise en œuvre d'une sonde basée sur des récepteurs de type magnétorésistifs, tels que les résistances à effet géant (GMR), pour le contrôle de plaques magnétiques. Les raisons du choix de ce type de récepteur seront discutées, ainsi les premiers résultats expérimentaux.

Eddy current testing (ECT) is a standard technique in industry for the detection of surface breaking flaws in magnetic materials such as steels. In this context, simulation tools can be used to improve the understanding of experimental signals, optimize the design of sensors or evaluate the performance of ECT procedures. CEA-LIST has developed for many years semi-analytical models embedded into the simulation platform CIVA dedicated to non-destructive testing [1]. The developments presented herein address the case of flaws located inside a planar and magnetic medium. Simulation results are obtained through the application of the Volume Integral Method (VIM) [2]. When considering the ECT of a single flaw, a system of two differential equations is derived from Maxwell equations. The numerical resolution of the system is carried out using the classical Galerkin variant of the Method of Moments [3]. Finally, the probe response is calculated by application of the Lorentz reciprocity theorem [4]. The theoretical approach will be presented, as well as comparisons between simulation results and measured data obtained from the literature. The second part of the paper shows first results obtained after a GMR-based probe over a magnetic plate. The advantages of this sensor will be discussed and first results presented.

1 INTRODUCTION

Ce travail de recherche se situe dans le cadre des développements de modèles permettant de simuler les techniques de contrôle non destructif par courants de Foucault (CF). Grâce à des outils de simulation nous sommes en mesure d'optimiser la sonde et ainsi d'augmenter la fiabilité d'un contrôle et maîtriser les paramètres en jeu pendant l'inspection d'un objet. À terme, l'objectif n'est pas seulement de détecter un défaut mais aussi d'en caractériser ses dimensions.

2 LE MODELE NUMERIQUE

2.1 Equations et schéma numérique

Le CEA-LIST développe depuis le début des années quatre-vingt dix la plate-forme logiciel CIVA [1]. Dans ce contexte le travail de recherche présenté se situe dans les développements de modèle pour simuler le contrôle de plaques magnétiques à l'aide d'une sonde à courants de Foucault (CF). En s'appuyant sur les travaux déjà réalisés dans le laboratoire sur la modélisation du contrôle d'une pièce cylindrique magnétique [4], les développements réalisés permettent de les étendre au cas d'une pièce plane [5] magnétique affectée par un ou plusieurs défauts. La configuration de contrôle étudiée est présentée figure 1 et concerne un milieu plan, stratifié et ferromagnétique constitué de N couches de matériaux linéaires, isotropes et homogènes.

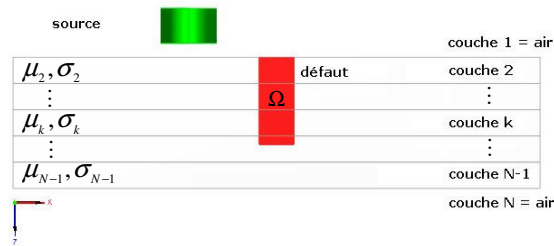


Figure 1 : Configuration de contrôle étudiée.

La première et la dernière couche sont deux demi-espaces d'air caractérisés par une permittivité électrique ϵ_0 et une perméabilité magnétique μ_0 . Une source placée dans la première couche est parcourue par un courant sinusoïdal (avec $\omega = 2\pi f$ la pulsation) et la convention temporelle utilisée dans la suite est $e^{-j\omega t}$. Les autres couches $k = 2, \dots, N-1$ sont caractérisées par leur conductivité électrique σ_k , leur perméabilité magnétique $\mu_k = \mu_0 \mu_r^k$ (avec μ_r^k la perméabilité relative de la $k^{\text{ème}}$ couche) et la permittivité complexe $\tilde{\epsilon}_k = \epsilon_0 + j\sigma_k \omega^{-1}$. Le défaut contenu dans les couches $l = n, \dots, m$ est caractérisé par

son volume $\Omega = \sum_{l=n}^m \Omega_l$ et par sa conductivité σ_l^d et perméabilité μ_l^d . L'approche utilisée consiste, dans un premier temps, à calculer les champs électrique et magnétique, respectivement \mathbf{E} et \mathbf{H} , dans le volume du défaut Ω sans considérer l'effet du défaut, puis, dans un deuxième temps, à prendre en compte ce dernier pour le calcul des variations des champs dans le volume Ω dues à la présence du défaut. L'application du théorème de Green aux équations de Maxwell amène à une formulation intégrale de volume [2] qui implique les dyades de Green pour un milieu stratifié [6]. Introduisons les courants électriques et magnétiques totaux et incidents fictifs :

$$\mathbf{J}_k(\mathbf{r}) = \Delta\sigma_k(\mathbf{r})\mathbf{E}_k(\mathbf{r}), \quad \mathbf{M}_k(\mathbf{r}) = \Delta\mu_k(\mathbf{r})\mathbf{H}_k(\mathbf{r}) \quad (\text{Eq. 1})$$

$$\mathbf{J}_k^0(\mathbf{r}) = \Delta\sigma_k(\mathbf{r})\mathbf{E}_k^0(\mathbf{r}), \quad \mathbf{M}_k^0(\mathbf{r}) = \Delta\mu_k(\mathbf{r})\mathbf{H}_k^0(\mathbf{r}), \quad (\text{Eq. 2})$$

avec $\Delta\sigma_k(\mathbf{r}) = \sigma_k - \sigma_k^d(\mathbf{r})$ et $\Delta\mu_k(\mathbf{r}) = \mu_k - \mu_k^d(\mathbf{r})$ respectivement le contraste électrique et magnétique et $\mathbf{E}_k(\mathbf{r}), \mathbf{H}_k(\mathbf{r})$ et $\mathbf{E}_k^0(\mathbf{r}), \mathbf{H}_k^0(\mathbf{r})$ les champs électrique et magnétique totaux et incidents dans la k^{eme} couche. Un système de deux équations différentielles intégrales doit être résolu afin d'obtenir l'expression du champ électrique et magnétique dans la k^{eme} couche :

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_k(\mathbf{r}) = \mathbf{J}_k^0(\mathbf{r}) - j\omega\mu_k\Delta\sigma_k(\mathbf{r}) \sum_{l=n}^m \int_{\Omega_l} \bar{\mathbf{G}}_{kl}^{ee}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}_l(\mathbf{r}') d\mathbf{r}' \\ - j\omega\Delta\mu_k(\mathbf{r}) \sum_{l=n}^m \int_{\Omega_l} \bar{\mathbf{G}}_{kl}^{em}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{M}_l(\mathbf{r}') d\mathbf{r}' \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_k(\mathbf{r}) = \mathbf{M}_k^0(\mathbf{r}) - \Delta\sigma_k(\mathbf{r}) \sum_{l=n}^m \int_{\Omega_l} \bar{\mathbf{G}}_{kl}^{me}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}_l(\mathbf{r}') d\mathbf{r}' \\ - \omega^2 \tilde{\mathcal{E}}_k \Delta\mu_k(\mathbf{r}) \sum_{l=n}^m \int_{\Omega_l} \bar{\mathbf{G}}_{kl}^{mm}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{M}_l(\mathbf{r}') d\mathbf{r}', \end{aligned} \quad (\text{Eq. 4})$$

où $\bar{\mathbf{G}}_{kl}^{ee}, \bar{\mathbf{G}}_{kl}^{em}, \bar{\mathbf{G}}_{kl}^{me}$ et $\bar{\mathbf{G}}_{kl}^{mm}$ sont les dyades de Green qui correspondent à la réponse électrique et magnétique en un point \mathbf{r} d'une source ponctuelle électrique ou magnétique située en \mathbf{r}' et sont solutions de l'équation d'Helmholtz. Seules les dyades $\bar{\mathbf{G}}_{kl}^{ee}$ et $\bar{\mathbf{G}}_{kl}^{me}$ sont calculées, les deux autres peuvent être obtenues grâce au principe de dualité :

$$\bar{\mathbf{G}}_{kl}^{em}(\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\mu}) = \bar{\mathbf{G}}_{kl}^{me}(-\boldsymbol{\mu}, -\boldsymbol{\varepsilon}) \quad (\text{Eq. 5})$$

$$\bar{\mathbf{G}}_{kl}^{mm}(\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\mu}) = \bar{\mathbf{G}}_{kl}^{ee}(-\boldsymbol{\mu}, -\boldsymbol{\varepsilon}). \quad (\text{Eq. 6})$$

Finalement la variation de l'impédance de la sonde introduite par la présence du défaut, dans le cas d'une seule bobine émettrice et réceptrice, est calculée en utilisant le théorème de réciprocité de Lorentz [4] :

$$\Delta Z = -\frac{1}{I^2} \sum_{k=n}^m \int_{\Omega_k} [\mathbf{E}_k^0(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}_k(\mathbf{r}') + j\omega\mathbf{H}_k^0(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{M}_k(\mathbf{r}')] d\mathbf{r}', \quad (\text{Eq. 7})$$

avec I le courant injecté dans la bobine.

Afin de résoudre numériquement le système (Eq. 3) et (Eq. 4), une discrétisation du volume de calcul Ω en N_Ω cellules rectangulaires est effectuée et les champs électrique et magnétique sont supposés constants à l'intérieur de chaque cellule. Un système linéaire est obtenu après l'application de la variante de Galerkin de la méthode des moments [3]. Du fait de la propriété de symétrie des dyades de Green, la matrice du système linéaire est également symétrique, toutefois, selon l'impédance caractéristique du milieu considéré, cette matrice peut être mal conditionnée à cause des ordres de grandeur différents des champs électrique et magnétique. L'introduction d'un coefficient de pondération permet d'éviter les instabilités numériques [7].

2.2 Résultats numériques

Le modèle a été validé dans une configuration simple constituée d'une seule couche de matériau magnétique, représentée dans la figure 2, à la fréquence de 1,5 kHz. L'épaisseur de la plaque e , sa perméabilité magnétique relative μ_r , sa conductivité σ et l'épaisseur de peau correspondante δ sont donnés dans le tableau 1.

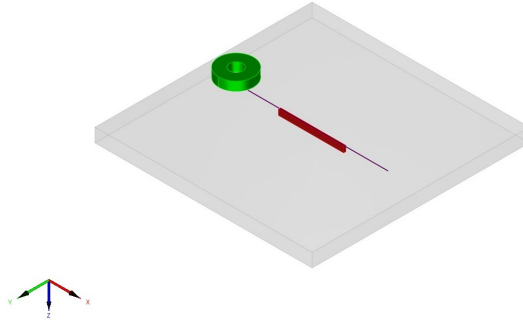


Figure 2 : Représentation de la configuration de contrôle simulée.

Un défaut parallélépipédique rempli d'air dont la longueur L , la largeur w et la profondeur p sont donnés dans le tableau 2, est situé dans la plaque.

e	μ_r	σ	δ
1,25 mm	100	1 MS m ⁻¹	1,3 mm

Tableau 1 : Caractéristiques de la plaque magnétique.

L	w	p
6 mm	0,2 mm	0,5 mm

Tableau 2 : Paramètres caractéristiques du défaut parallélépipédique contenu dans la plaque.

Deux configurations différentes sont considérées : le cas où le défaut se situe du côté du capteur (configuration « interne ») et le défaut du côté opposé (configuration « externe »). La sonde, constituée d'une bobine émettrice/réceptrice, effectue un scan dans la direction du défaut et les paramètres d'acquisition simulés sont donnés dans le tableau 3.

diamètre externe	diamètre interne	hauteur	nombre de spires	entrefer	courant d'injection
3,2 mm	1,2 mm	0,8 mm	140	0,5 mm	1 mA

Tableau 3 : Paramètres de l'acquisition.

La figure 3 présente une comparaison entre le résultat obtenu avec notre modèle semi-analytique et des données issues de la littérature issus d'un modèle « éléments finis » [8]. Le nombre de cellules N_Ω utilisées pour discrétiser le volume de calcul est égale à $20 \times 20 \times 6$ respectivement selon x , y et z . Les variations de l'impédance de la sonde au passage sur le défaut de type « externe » (tableau 2) obtenues avec les deux modèles montrent un très bon accord.

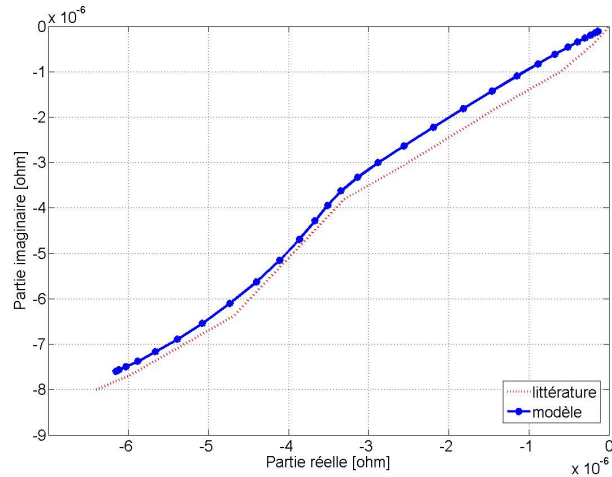


Figure 3 : Variation de l'impédance de la sonde simulée dans le cas du défaut « externe » présenté dans le tableau 2. Comparaison avec un résultat éléments finis de la littérature [8].

Afin de tester le comportement de notre modèle dans différentes configurations, nous avons simulé le cas équivalent en géométrie cylindrique, figure 4. Le modèle cylindrique a déjà été validé expérimentalement [5] et il est intégré dans la plateforme de simulation CIVA [1]. Pour pouvoir comparer les résultats obtenus en géométrie plane avec le cas équivalent cylindrique, les diamètres externe et interne du tube ont été choisis suffisamment grands par rapport aux dimensions de la sonde et sont donnés dans le tableau 4. Nous avons simulé les défauts « externe » et « interne » dont les paramètres géométriques sont donnés dans le tableau 5.

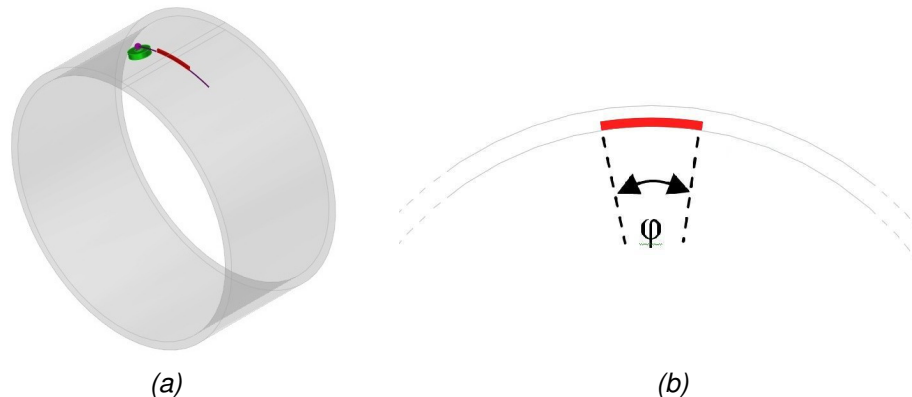


Figure 4 : Configuration équivalente en géométrie cylindrique (a) et le correspondant secteur angulaire φ (b). Les caractéristiques de la géométrie sont données dans les tableaux 4 et 5.

diamètre externe	diamètre interne	épaisseur
3,2 mm	1,2 mm	1,25 mm

Tableau 4 : Dimensions caractéristiques de la configuration équivalente en géométrie cylindrique.

φ	W	d
17,19°	0,2 mm	0,5 mm

Tableau 5 : Dimensions du défaut contenu dans le tube.

Le cas du défaut « externe » précédemment présenté a été également simulé pour vérifier l'équivalence entre les configurations plane et cylindrique. Les variations

d'impédance de la sonde sont simulées dans les deux cas et nous pouvons constater un bon accord entre les deux signaux (figure 5).

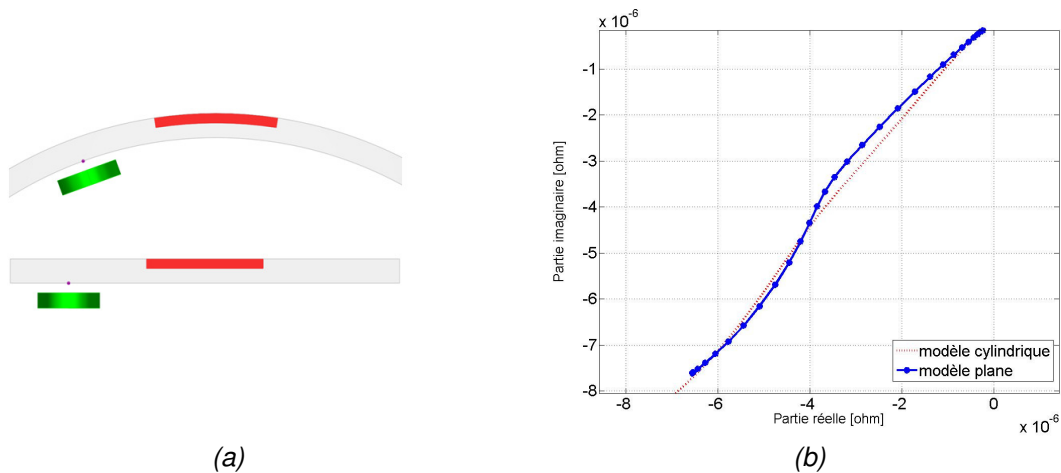


Figure 5 : Comparaison entre la configuration plane et cylindrique dans le cas du défaut «externe» (a). Les signaux montrent la variation de l'impédance de la sonde dans les deux géométries (b).

Nous avons aussi comparé le cas du défaut « interne » et la figure 6 présente la comparaison entre les résultats obtenus avec le modèle cylindrique et le modèle plan. Le bon accord entre les deux signaux permet de valider le modèle plan.

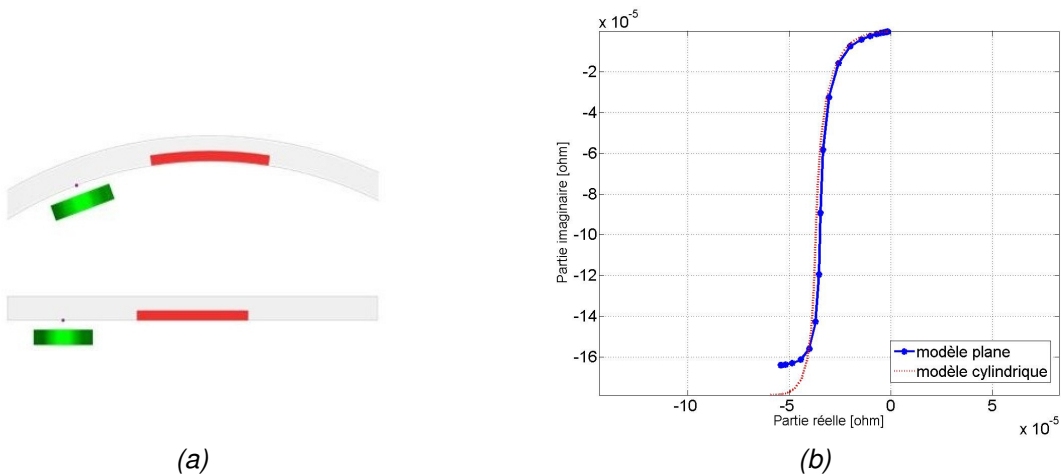


Figure 6 : Comparaison entre la configuration plane et cylindrique dans le cas du défaut «interne» (a). Les signaux montrent la variation de l'impédance de la sonde dans les deux géométries (b).

3 INTERET DES CAPTEURS MAGNETIQUES

L'intérêt des capteurs magnétiques, tels que les résistances à effet géant (GMR), pour le contrôle de matériaux magnétiques est la haute sensibilité aux basses fréquences [10]. En effet, si on considère un matériau non magnétique et un matériau magnétique, pour une fréquence donnée, les courants de Foucault pénètrent plus en profondeur dans le matériau non magnétique. D'après l'expression de l'épaisseur de peau (Eq. 8) la pénétration des courants de Foucault dans un matériau donné est inversement proportionnelle à la valeur de la perméabilité magnétique μ .

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \cdot \mu \cdot \omega}}, \quad (\text{Eq. 8})$$

Pour détecter des défauts enterrés dans des matériaux magnétiques, il est donc nécessaire de travailler à basses fréquences pour compenser la valeur élevée de μ_r . Dans le tableau 6, un exemple numérique montre les différents ordres de grandeur des fréquences utilisées pour pénétrer d'1 mm dans de l'inconel et dans de l'acier.

Matériau	Conductivité σ (MS/m)	Perméabilité relative μ_r	Fréquence (kHz)
inconel	1	1	250
acier	5	200	0.250

Tableau 6 : Comparaison entre l'inconel et l'acier.

Les GMR sont particulièrement adaptées à des applications basses fréquences car la sensibilité est constante et indépendante de la fréquence de travail. Dans la figure 7, les sensibilités d'une GMR classique et d'une bobine de dimensions comparables sont tracées en fonction de la fréquence. Il s'avère que, pour des applications basses fréquences, la GMR est plus sensible qu'une bobine.

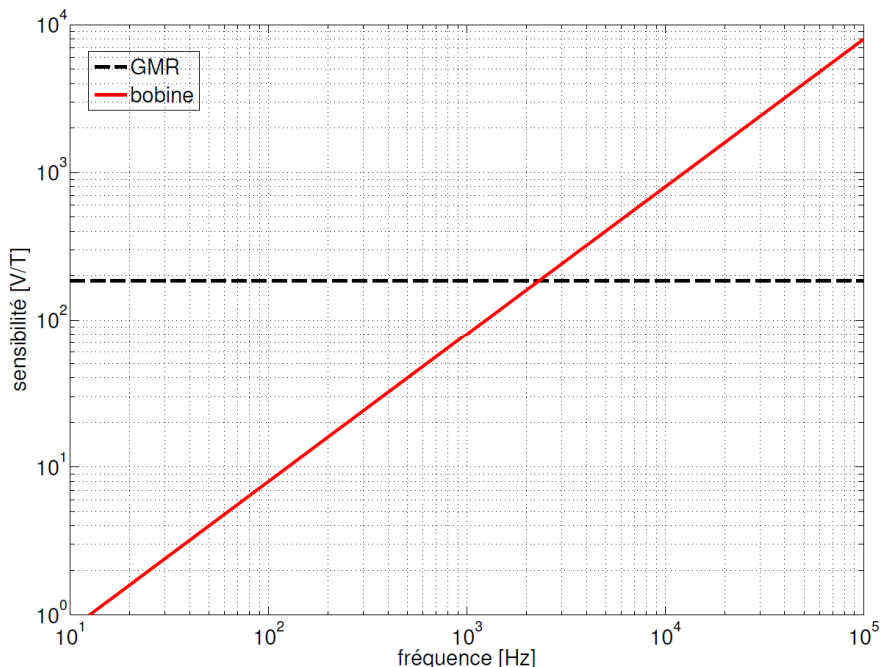


Figure 7 : Comparaison des sensibilités d'une GMR et d'une bobine de dimensions comparables en fonction de la fréquence.

3.1 Le champ magnétique rémanent

La GMR soumise à un champ magnétique répond avec une variation importante de son impédance. Dans sa zone de linéarité, cette variation est proportionnelle au champ magnétique appliqué.

Dans le cas idéal, la relation entre le champ magnétique appliqué \mathbf{H} et le champ magnétique à l'intérieur du matériau \mathbf{B} est linéaire :

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H}, \quad (\text{Eq. 10})$$

avec μ la perméabilité du matériau. Quand on travaille avec des matériaux magnétiques, on s'aperçoit qu'il y a un autre phénomène qui rentre en jeu et qui peut affecter la détection cor-

recte des défauts. En effet, la relation entre \mathbf{B} et \mathbf{H} fait apparaître un cycle d'hystérésis, figure 8.

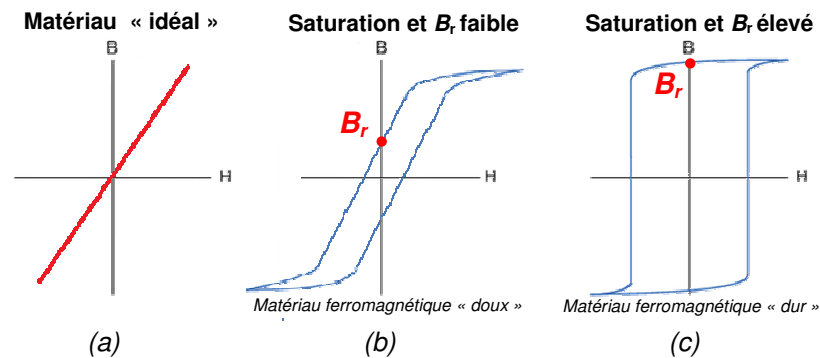


Figure 8 : Relation entre \mathbf{B} et \mathbf{H} des matériaux magnétiques dans le cas idéal (a) et dans les cas réels (b) et (c).

La présence d'un champ magnétique rémanent continu B_r perturbe les mesures CF effectuées avec un récepteur magnétique causant une variation de l'impédance du capteur qui peut être interprétée comme une variation due à la présence d'un défaut.

Afin de mettre en évidence l'effet d'un champ magnétique rémanent sur les signaux d'un récepteur GMR, nous avons effectué des mesures sur un échantillon magnétique aimanté. La plaque considérée est caractérisée par une conductivité $\sigma = 2,08 \text{ MS} \cdot \text{m}^{-1}$ et une perméabilité relative $\mu_r = 50$, qui correspondent à l'acier 16MND5. Un trou à fond plat de 5 mm de diamètre et de hauteur 2.5 mm a été réalisé dans la plaque. Afin de créer un champ magnétique rémanent, nous avons utilisé trois aimants identiques dont le diamètre est égal à celui du défaut contenu dans la plaque. La figure 9 montre les orientations des aimants.

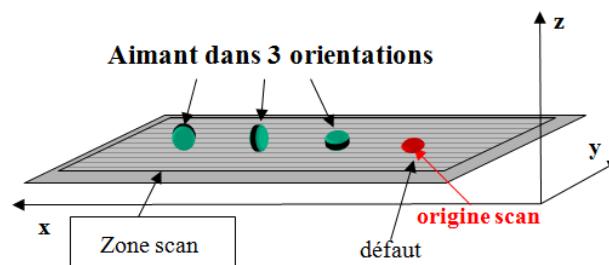


Figure 9 : Orientations des trois aimants identiques utilisés pour créer un champ rémanent dans la plaque d'acier 16MND5.

Afin de créer un champ rémanent nous avons posé les aimants sur la plaque puis les avons retirés, et nous avons ensuite effectué une mesure du champ magnétique rémanent orienté selon z à la surface du matériau (figure 10).

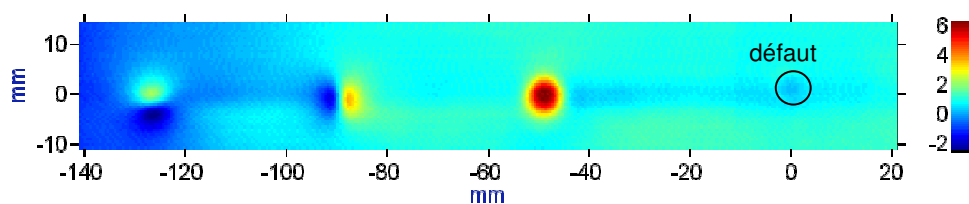


Figure 10 : Composante réelle du champ magnétique rémanent orienté selon z .

3.2 L'asservissement du point de polarisation de la GMR

La GMR est sensible au champ rémanent et les mesures CF peuvent être perturbées par la présence de ce champ magnétique continu. Afin d'éliminer cette perturbation un circuit d'asservissement du point de polarisation de la GMR est utilisé. Le schéma fonctionnel est donné dans la figure 11. Le but de l'asservissement est de maintenir fixe le point de polarisation de la GMR dans sa zone de linéarité et de garder la valeur moyenne du signal en sortie constante.

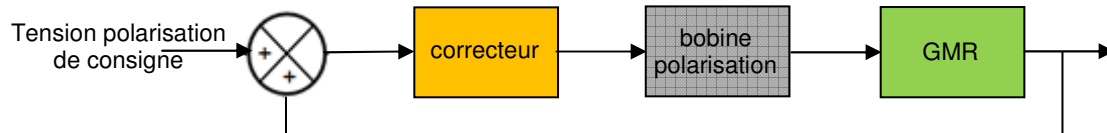


Figure 11 : Schéma bloc de la structure d'asservissement réalisée.

La figure 12 montre un premier résultat obtenu avec l'asservissement réalisé. Les mesures ont été effectuées sur la plaque en acier 16MND5 présentée précédemment et une zone avec un champ magnétique rémanent a été créée à l'aide d'un aimant. Nous pouvons observer dans la figure 12.a une mesure effectuée à la fréquence de 70 kHz sans utiliser l'asservissement et on remarque bien l'effet du champ magnétique rémanent. La mesure présentée dans la figure 12.b est réalisée dans les mêmes conditions et à la même fréquence, mais cette fois le point de polarisation de la GMR est asservi. On voit bien que la trace de l'aimant a quasiment disparu.

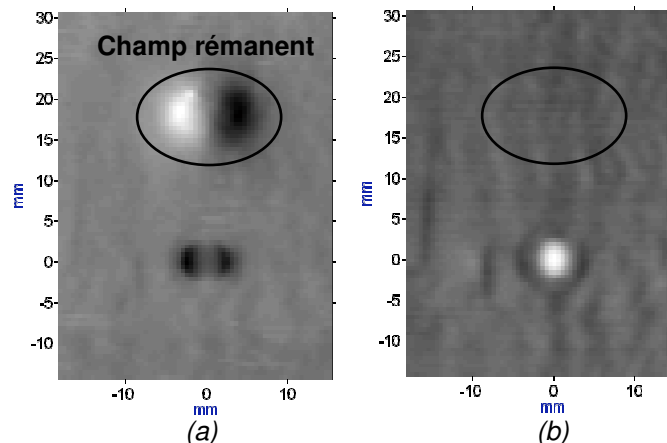


Figure 12 : Résultats obtenus avec un capteur GMR-NVE [11] sans utiliser l'asservissement (a), et avec l'asservissement (b).

4 CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Le modèle numérique développé permet de simuler la variation de l'impédance d'une sonde constituée actuellement par des bobines émettrices/réceptrices, en présence d'un défaut dans un milieu plan et magnétique. Nous avons présenté des résultats de simulation et des comparaisons avec des données issues de la littérature ainsi qu'avec le cas équivalent en géométrie cylindrique déjà développé dans CIVA. La validation expérimentale est en cours et elle sera étendue également au cas d'une plaque stratifiée pouvant contenir plusieurs défauts. Les perspectives de ce travail sont la prise en compte de récepteurs de type magnétique tels que les GMRs [9].

Afin de détecter des défauts enterrés dans des matériaux magnétiques il est nécessaire de travailler à basses fréquence et l'utilisation d'une GMR devient avantageuse par rapport aux bobines. Les capteurs magnétorésistifs sont sensibles aux composantes continues des champs magnétiques et les matériaux magnétiques peuvent présenter de fortes valeurs de champs rémanents qui peuvent perturber les mesures. Pour s'affranchir de ces limitations, un asservissement a été réalisé avec des premiers résultats très encourageants. Les perspectives de ce travail sont l'amélioration du circuit d'asservissement et la réalisation d'un prototype de sonde à base de récepteurs GMR dotés d'asservissement du point de polarisation.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] CIVA: State of the art simulation platform for NDE. <http://www-civa.cea.fr>.
- [2] W. C. Chew. Waves and Fields in Inhomogeneous Media. Wiley-IEEE Press, New-York, 1999.
- [3] R.F. Harrington. The method of moments in electromagnetics. J. Electromagn. Waves Appl., Vol 1, 181–200(20), 1987.
- [4] B. Auld, F. Muennemann, et M. Riaziat. Research Techniques in Nondestructive Testing, volume 7, chapter Quantitative modelling of flaw responses in eddy current testing, pages 37–76. 1984.
- [5] A. Skarlatos, G. Pichenot, D. Lesselier, M. Lambert, et B. Duchêne. Electromagnetic modeling of a damaged ferromagnetic metal tube via a volume integral formulation. IEEE Trans. Mag., Vol 44, 623–632, 2008.
- [6] S. Paillard, G. Pichenot, M. Lambert, et H. Voillaume. Eddy current modelling for inspection of riveted structures in aeronautics. In S. Takahashi and H. Kikuchi, editors, Electromagnetic Non-Destructive Evaluation (X), Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics, pages 25–32. IOSPress, Amsterdam, 2007.
- [7] A. Abubakar et P. M. van den Berg. Iterative forward and inverse algorithms based on domain integral equations for three-dimensional electric and magnetic objects. J. Comp. Phys., Vol 23, 236–262, 2004.
- [8] H. Huang, T. Takagi, et T. Uchimoto. Fast numerical calculation for crack modeling in eddy current testing of ferromagnetic materials. J. Appl. Phys., Vol 94, 5866–5872, 2003.
- [9] D. Prémel, J.M. Decitre et G. Pichenot. Simulation of eddy current inspection including magnetic field sensor such as a Giant Magneto-resistance over planar stratified media components with embedded flaws. QNDE 2010.
- [10] F. Vacher, Développement d'un imageur magnétique pour le contrôle non destructif par courants de Foucault. PhD thesis, Ecole Normale Supérieure de Cachan, Paris, France, 2007.
- [11] <http://www.nve.com>