



**HAL**  
open science

# Performances et apports des capteurs magnétiques à très haute sensibilité aux systèmes de contrôle Non Destructif par Courant de Foucault

Rimond Hamia

► **To cite this version:**

Rimond Hamia. Performances et apports des capteurs magnétiques à très haute sensibilité aux systèmes de contrôle Non Destructif par Courant de Foucault. Electromagnétisme. Université de Caen, 2011. Français. NNT: . tel-01076478

**HAL Id: tel-01076478**

**<https://hal.science/tel-01076478>**

Submitted on 22 Oct 2014

**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.



UNIVERSITÉ DE CAEN/BASSE NORMANDIE  
U.F.R SCINECES  
ÉCOLE DOCTORALE DE SIMEM

THÈSE

présentée par

**M. Rimond HAMIA**

Et soutenue

Le 02 Novembre 2011

en vue de l'obtention du

**DOCTORAT de l'UNIVERSITÉ de CAEN**

**Spécialité : Electronique, Microélectronique et Nanoélectronique**

(Arrêté du 7 Août 2006)

**Performances et apports des capteurs magnétiques à très haute  
sensibilité aux systèmes de Contrôle Non Destructif par Courant  
de Foucault**

---

**MEMBRES DU JURY**

---

M. Pierre Yves JOUBERT, Professeur des Universités, Paris Sud 11 (**rapporteur**)

M. Denis PREMEL, Maître de conférences-HDR, Ingénieur CEA (**rapporteur**)

M. Gérard BERTHIAU, Professeur des universités, Nantes (**examineur**)

M. Yann KERNIN, Ingénieur, Intercontrôle (**examineur**)

M. Christophe DOLABDJIAN, Professeur des universités, UCBN (**Directeur de thèse**)

M. Christophe CORDIER, Maître de conférences, UCBN (**examineur**)

---

تحية إلى كل من هتف ونادى وصرخ بكلمة حرية في عالمنا العربي  
وخصوصاً في سورية

# *Remerciements*

Cette thèse a été effectuée au sein de l'équipe Electronique du Groupe de Recherche en Image, Informatique, Automatique et Electronique de Caen (GREYC-CNRS UMR 6072).

Je remercie les professeurs Etienne GRANDJEAN et Mohamed M'SAAD, respectivement, directeur et directeur adjoint du GREYC pour leur accueil dans ce laboratoire.

Je tiens à dire toute ma gratitude à Christophe DOLABDJIAN mon directeur de thèse pour ses conseils et suggestions scientifiques particulièrement avisés.

J'exprime toute ma reconnaissance à Christophe Cordier mon encadrant pour sa disponibilité, ses conseils pertinents, d'avoir relu et corrigé ce mémoire, qui ne serait pas ce qu'il est actuellement.

Je remercie M. Pierre-Yves Joubert, professeur de l'université à l'IUT de Cachan et M. Denis PREMEL, maître de conférences-HDR, ingénieur CEA d'avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse. Je remercie également M. Yann KERNIN, ingénieur d'Inter contrôle et M. Gérard BERTHIAU, professeur de l'université à Nantes pour leur participation à mon jury.

Je remercie particulièrement Fiény Jean-Paterne KOUADIO, Dalal FADIL, Rachida TALAMAT, Nicole DELAMOTTE, Sheng WU pour leur soutien ainsi pour tous les bons moments passés au laboratoire et en dehors.

Un grand merci à mes parents, ma mère, mes frères pour leur soutien.



# Table des matières

<b>Introduction générale.....</b>	<b>4</b>
<b>Chapitre 1 CND par CF et capteurs magnétiques à haute sensibilité .....</b>	<b>7</b>
<b>1. Introduction.....</b>	<b>8</b>
<b>2. Le Contrôle Non Destructif.....</b>	<b>8</b>
2.1. Généralités.....	8
2.2. Le CND par Courant de Foucault .....	10
2.2.1. Principe d'un système de CND par CF	10
2.2.2. Principe de la détection par CF	11
2.2.3. La profondeur de la pénétration des CF	12
2.3. Problématique de mesure .....	13
<b>3. Capteurs pour le CND par CF.....</b>	<b>14</b>
3.1. Les capteurs inductifs.....	14
3.1.1. La sensibilité	15
3.1.2. Le RSB	16
3.2. Capteurs magnétiques .....	17
3.2.1. Comparaison de ces différentes technologies	18
3.2.2. Les MR et les MI pour le CND par CF	20
3.2.2.1 Les Magnéto-Résistances (MR)	20
3.2.2.2 Les Magnéto-Impédances (MI)	21
3.2.2.3 Etat de l'art	21
3.2.3. Conclusion	24
3.2.4. Des magnétomètres pour le CND par CF	24
3.2.5. Conclusion	27
<b>4. Description des magnétomètres utilisés .....</b>	<b>27</b>
4.1. IGMIM .....	28
4.2. IGMRM.....	29
4.3. Le système d'inspection par CF.....	31
4.3.1. Choix de l'inducteur	31
4.3.2. Chaîne de mesure	31
4.3.3. Résultats expérimentaux	32
4.3.4. Performances des magnétomètres pour le CND	34
<b>5. Conclusion .....</b>	<b>35</b>

<b>Chapitre 2 Modélisation du CND par CF avec la Méthode des Éléments Finis ... 38</b>	
<b>1. Introduction.....</b>	<b>39</b>
<b>2. Problème type de CND par CF.....</b>	<b>41</b>
2.1. Les équations de Maxwell.....	41
2.2. Conditions aux limites.....	42
<b>3. Formulations .....</b>	<b>43</b>
3.1. Principales formulations en électromagnétisme.....	43
3.1.1. Formulation de type $A$	43
3.1.2. Formulation de type $\varphi$	44
3.1.3. Couplage des formulations entre les régions conductrices et isolantes	46
3.2. Formulation ( $A^*/\varphi_r$ ) .....	46
3.3. Conclusion.....	47
<b>4. Validation expérimentale .....</b>	<b>48</b>
4.1. Déroulement de la simulation 3D avec COMSOL .....	48
4.1.1. Création du domaine de travail	49
4.1.2. Discrétisation ou maillage	49
4.1.3. Résolution du problème	51
4.2. Comparaison des résultats de mesures et de simulations.....	51
<b>5. Conclusion .....</b>	<b>54</b>
<b>Chapitre 3 Analyse et amélioration des performances de détection du système de CND par CF ..... 55</b>	
<b>1. Introduction.....</b>	<b>56</b>
<b>2. Orientation de l'inducteur.....</b>	<b>58</b>
2.1. Inducteur orienté selon l'axe $x$ perpendiculairement au défaut .....	59
2.2. Inducteur orienté selon l'axe $z$ parallèlement au défaut .....	62
<b>3. Fréquence d'excitation .....</b>	<b>63</b>
3.1. Fréquence optimale d'excitation pour la détection de défauts profonds.....	63
3.1.1. Effet de la hauteur du défaut sur la fréquence optimale	65
3.1.2. Effet de l'épaisseur de la plaque sur la fréquence optimale	65
3.1.3. Conclusion	67
3.2. Effet de la fréquence sur le RSB.....	67
<b>4. Analyse des performances du système de détection .....</b>	<b>69</b>
4.1. Influence de la hauteur du défaut .....	69
4.2. Influence de la largeur du défaut.....	71
4.3. Caractérisation des défauts.....	71
<b>5. Étude de la séparabilité des défauts .....</b>	<b>73</b>
5.1. Séparation des défauts proches .....	73
5.2. Étude de linéarité.....	75
5.3. Influence des paramètres du système .....	77
5.3.1. Influence de l'épaisseur de la plaque	77
5.3.2. Influence du lift-off du capteur et de l'inducteur	78
5.3.3. Influence de la fréquence d'excitation	79

5.3.4. Conclusion	79
<b>6. Conclusion .....</b>	<b>80</b>
<b>Chapitre 4 Contribution à la détection des défauts orientés.....</b>	<b>81</b>
<b>1. Introduction.....</b>	<b>82</b>
<b>2. Inducteur à champ tournant.....</b>	<b>83</b>
<b>3. Caractérisation de l'orientation des défauts .....</b>	<b>86</b>
3.1. Etude et analyse des configurations de la détection.....	87
3.1.1. Fissure orientée selon l'axe x parallèle à la direction du scan	88
3.1.2. Défaut orienté selon l'axe z perpendiculaire à la direction du scan	90
3.2. Caractérisation des défauts par la mesure du champ tangentiel $B_{xz}$ .....	92
<b>4. Validation expérimentale .....</b>	<b>95</b>
<b>5. Conclusion .....</b>	<b>97</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>98</b>
<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>100</b>



# *Introduction générale*

Les méthodes électromagnétiques de Contrôle Non Destructif (CND) sont fréquemment utilisées pour le contrôle de pièces conductrices. Par exemple, le contrôle de pièces de fonderie (industrie automobile, industrie pétrolière) peut se faire par magnétoscopie pendant l'étape de fabrication ou lors de la phase de maintenance. Les méthodes électromagnétiques donnent des résultats satisfaisants. Parmi celles-ci, les méthodes d'inspection utilisant les Courants de Foucault (CF) occupent une place importante et sont appelées à se développer. En effet, ces méthodes sont faciles à mettre en œuvre, peu onéreuses et ne nécessitent pas de contact avec la pièce à contrôler.

Ces méthodes de détection, qui utilisent des capteurs inductifs, ont été les premières utilisées pour développer des systèmes de CND par CF. Elles donnent de très bons résultats pour la détection de défauts de surface ou de faible profondeur. Mais face à la complexité croissante des structures à contrôler et aux besoins accrus en capacité de détection notamment en termes de profondeur de détection, de dynamique de mesure et de résolution spatiale, ces capteurs s'avèrent limités.

Depuis peu, de nouveaux systèmes de CND par CF mettant en œuvre des capteurs magnétiques à très haute sensibilité sont développés et testés dans les laboratoires de recherche. Ces dernières années, de nombreuses technologies ont été évaluées au sein de systèmes de CND par CF. Nous pouvons citer quelques capteurs magnétiques utilisés : les SQUID, les Flux-gates, les sondes à effet Hall, les GMR (Giant MagnetoResistance) et les GMI (Giant MagnetoImpedance). Très généralement, ces capteurs magnétiques possèdent des éléments fortement non-linéaires (excepté les capteurs à effet Hall), et devront donc être conditionnés au mieux pour disposer non pas d'un simple élément sensible à l'induction magnétique mais de réels magnétomètres. Ces études centrées sur la magnétométrie font partie des problématiques de recherche de l'équipe Electronique du GREYC. Le laboratoire est particulièrement intéressé par l'amélioration des performances de capteurs tels les GMI et GMR. En effet, deux capteurs améliorés ou magnétomètres, nommés IGMRM et IMGIM (Improved Giant MagnetoResistance et MagnetoImpedance Magnetometer), sont utilisés dans

cette thèse. Ils fonctionnent avec une contre réaction en champ permettant de linéariser leur fonction de transfert et d'augmenter leur dynamique tout en gardant un faible niveau de bruit magnétique.

Pour améliorer les performances de détection (profondeur de détection, rapport signal à bruit, résolution spatiale...), il est nécessaire avant toute chose d'avoir une connaissance aussi complète que possible de la problématique de mesure des systèmes de CND par CF. Le CND par CF est une méthode simple à mettre en œuvre (il est facile de créer des CF à l'aide d'un inducteur et de détecter le champ induit par un capteur) mais complexe à optimiser. En effet, pour un contrôle donné, comment créer une "bonne" répartition des courants de Foucault permettant d'avoir un "signal caractéristique du défaut" aussi pertinent que possible et comment choisir le capteur le plus adapté à ce contrôle ?

Cette complexité fait que dans le milieu industriel, les techniques de CND sont souvent développées de manière semi-empirique à partir de l'expérience acquise. Les développements des systèmes de CND par CF ne prennent souvent en compte qu'un seul des éléments de la chaîne du contrôle (méthode d'excitation, capteur magnétique, forme du signal d'excitation...), et non la globalité du dispositif (inducteur + capteur + cible + environnement). L'objectif de notre travail est donc d'introduire une démarche "systémique" qui englobe tous les aspects du contrôle par CF et doit permettre d'obtenir des systèmes de détection plus performants afin de repousser ainsi les limites actuelles de détection et d'évaluer les performances ultimes.

**Le premier chapitre** de ce mémoire traite du contexte général de nos travaux. Il présente succinctement les techniques de CND parmi les plus répandues et il porte une attention particulière aux méthodes de CND par CF et à la problématique de la mesure. Une synthèse sur l'état de l'art des systèmes de CND par CF exploitant les différents types de capteurs magnétiques est présentée aussi dans ce chapitre. Cela permettra en particulier de mettre en évidence les limites des systèmes et de positionner nos travaux dans ce contexte. Ce chapitre retrace également les premières études exploitant les performances d'un capteur magnétique amélioré à base de GMI pour le CND par CF et effectuées au GREYC.

**Le deuxième chapitre** est consacré à la présentation du modèle de simulation numérique 3D mis en œuvre dans ce travail. Une formulation magnétique séduisante a été utilisée et implémentée dans le logiciel Comsol<sup>®</sup> Multiphysics. Ensuite, nous procédons dans ce chapitre à une validation expérimentale de notre modèle. Il sera utilisé pour étudier et analyser les performances de détection des systèmes de CND par CF développés durant cette thèse.

**Dans le troisième chapitre**, les performances de détection d'un système de CND par CF exploitant les caractéristiques de l'IGMRM sont étudiées et qualifiées vis-à-vis des différents

paramètres du système de CND. Le modèle numérique 3D est utilisé pour optimiser certains paramètres comme la fréquence d'excitation, et étudier la limite de détection, le *RSB* et la résolution spatiale. La capacité du système d'inspection à séparer des défauts proches est aussi examinée en lien avec la problématique de détection de défauts profonds.

**Le dernier chapitre** de ce mémoire propose une méthode d'excitation pour la détection et la caractérisation des défauts orientés et profonds. Cette méthode repose sur l'application d'un champ magnétique tournant dans les pièces à tester. Cette méthode permet notamment de qualifier très simplement, sans utiliser de méthode de traitement des signaux, l'orientation du défaut détecté.

# *Chapitre 1*

## *CND par CF et capteurs magnétiques à haute sensibilité*

### **Sommaire**

---

<b>1. Introduction.....</b>	<b>8</b>
<b>2. Le Contrôle Non Destructif.....</b>	<b>8</b>
2.1. Généralités.....	8
2.2. Le CND par Courant de Foucault .....	10
2.3. Problématique de mesure .....	13
<b>3. Capteurs pour le CND par CF.....</b>	<b>14</b>
3.1. Les capteurs inductifs.....	14
3.2. Capteurs magnétiques .....	17
<b>4. Description des magnétomètres utilisés .....</b>	<b>27</b>
4.1. IGMIM .....	28
4.2. IGMRM.....	29
4.3. Le système d'inspection par CF.....	31
<b>5. Conclusion .....</b>	<b>35</b>

---

## 1. Introduction

Ces dernières années, les performances des capteurs magnétiques à haute sensibilité ont considérablement évoluées. Ils offrent de nouvelles perspectives pour le CND par CF notamment pour la réalisation de dispositifs de mesure incluant une ou plusieurs têtes de détection. De nombreux travaux ont déjà exploité les caractéristiques intrinsèques de ces capteurs, comme leur faible niveau de bruit magnétique, leur grande sensibilité et leur large bande passante, afin d'améliorer les performances des systèmes de CND par CF. Dans ce contexte, les études menées au sein de l'équipe électronique du GREYC visent à développer des magnétomètres à haute sensibilité et à grande dynamique afin de les adapter au mieux à une application, tel le CND par CF. Y sont en particulier étudiés les capteurs à base de GMR (Giant MagnetoResistance), GMI (Giant MagnetoImpedance) et ME (MagnetoElectrique).

Nous évoquerons en premier lieu dans ce premier chapitre, le principe général du CND en portant une attention particulière à la méthode des courants de Foucault et à sa problématique de mesure. Puis, nous présenterons une analyse comparative des différentes technologies de capteurs susceptibles d'être utilisés en CND par CF. Afin de positionner nos travaux dans ce contexte, nous présenterons l'état de l'art de l'utilisation des capteurs magnétiques ou des magnétomètres en CND par CF. Cette synthèse se focalisera notamment sur les technologies mettant en œuvre des capteurs, tels des GMR et des GMI. Les avantages et les inconvénients dans la mise en œuvre de ces éléments sensibles seront discutés.

## 2. Le Contrôle Non Destructif

### 2.1. Généralités

Le CND regroupe un ensemble de méthodes qui permettent de caractériser l'état d'intégrité de structures ou de matériaux de façon non invasive. Cette inspection ou contrôle s'effectue au moment de la production, de l'utilisation, ou dans le cadre d'opérations de maintenance. En règle générale, ces méthodes sont comparées à l'aide de quatre principaux critères de performances. Ils se résument par l'évaluation de :

- **leur coût,**
- **leur rapidité,**
- **leur reproductibilité,**

– leur sensibilité.

Diverses techniques ont été développées pour la détection de défauts dits de surface ou apparaissant en profondeur des éléments inspectés [1]. Ces techniques peuvent être classées en fonction de la nature des phénomènes physiques mis en jeu : optiques, électromagnétiques, thermographiques... Elles sont par exemple utilisées dans l'industrie automobile (contrôle de blocs moteurs), l'industrie pétrolière (contrôle de pipelines, tubes, barres), l'aéronautique (pour l'inspection d'ailes d'avion, pièces moteurs, etc.), ou l'industrie de l'énergie (pour le contrôle de réacteurs, chaudières, tuyauterie, turbines, etc...). Il n'est pas à propos de présenter ici de manière exhaustive, toutes les techniques de CND existantes [1, 2]. Ces techniques sont parfois difficilement comparables car elles répondent à un cahier des charges ou à des mises en œuvre particulières. Mais leurs performances respectives peuvent éventuellement être évaluées voire comparées à l'aide des critères précités. Le tableau 1.1 présente un simple comparatif des principales techniques de CND [3].

Tableau 1.1: Comparatif des principales techniques de CND [ 3]

	Coût	Durée du contrôle	Reproductibilité	Sensibilité	contraintes
<b>Ressuage</b>	+	++	-	--	Toxicité
<b>Ultrasons</b>	++	++	-	++	Requiert un couplant
<b>Radiographie</b>	+++	++	+	-	Rayon X
<b>Thermographie</b>	++	++	+	+	Lenteur du contrôle
<b>CF</b>	-	+	++	+	Matériaux conducteurs

Au regard des autres techniques, les méthodes utilisant les CF présentent un faible coût de mise en œuvre et d'utilisation. Elle est dite sans contact, possède, dans une certaine mesure, une bonne sensibilité de détection et offre la possibilité d'examiner rapidement des pièces aux formes simples ou complexes. Cette technique permet de concevoir des appareils de contrôle maniables et transportables. Par ailleurs, l'automatisation des tests peut être aisément envisagée, ce qui est très appréciable d'un point de vue industriel.

L'utilisation des CF dans les applications de CND est limitée à l'examen de pièces électriquement conductrices. Elle est souvent utilisée pour la recherche de défauts superficiels

ou profonds dans des plaques et des tubes. Il est aussi possible de mesurer les épaisseurs des parois ou les propriétés physiques des matériaux [4]. Dans ce travail de thèse, nous nous intéresserons uniquement aux systèmes de CND par CF mettant en œuvre des magnétomètres à très haute sensibilité.

## 2.2. Le CND par Courant de Foucault

### 2.2.1. Principe d'un système de CND par CF

D'une manière générale, un système de CND par CF peut être représenté par le synoptique de la Figure 1.1.

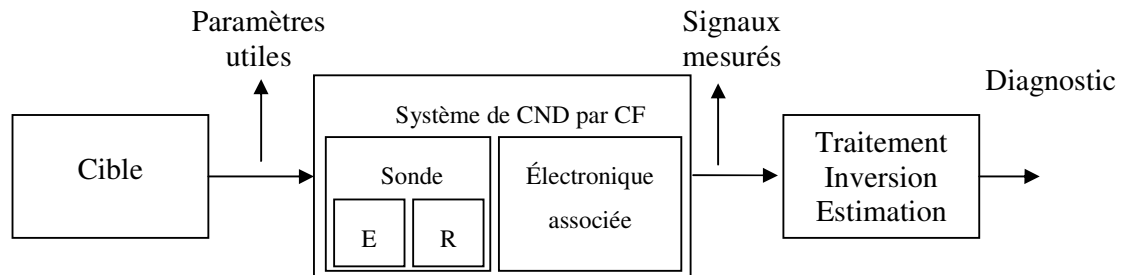


Figure 1.1 : Synoptique général d'un système de CND par CF (E : émetteur et R : récepteur).

Ainsi, le développement classique d'une solution par un CND passe généralement par la résolution des trois problèmes suivants :

- **Le problème d'instrumentation**, qui réside dans la réalisation de systèmes (émetteur + récepteur + électronique associée) performants et permettant d'observer des signatures magnétiques de faible amplitude.
- **Le problème direct** qui consiste, en utilisant des modèles analytiques ou numériques, à corroborer les signaux mesurés à la théorie afin d'améliorer in-fine les performances de la chaîne de détection.
- **Le problème inverse** qui permet, à l'aide des méthodes inverses, d'estimer les paramètres utiles de la cible inspectée à partir des signaux mesurés et finalement d'établir un diagnostic.

### 2.2.2. Principe de la détection par CF

Le principe de la détection par CF consiste d'une part à induire des courants de Foucault dans un matériau conducteur, au moyen d'un système d'excitation adéquat (inducteur) et d'autre part, à mesurer à l'aide d'un ou plusieurs capteurs (récepteur) le champ magnétique résultant des interactions entre les courants induits et le matériau excité.

La génération d'un champ magnétique d'excitation variable dans le temps, à proximité d'un matériau conducteur (par exemple à l'aide d'une bobine circulaire parcourue par un courant variable) va induire une circulation de CF dans le matériau (figure 1.2). Ces courants de Foucault de même fréquence que le courant d'excitation, engendrent à leur tour, d'après la loi de Lenz, un champ magnétique de réaction qui s'oppose au champ d'excitation. Toute variation locale des propriétés physiques (conductivité ou perméabilité) ou géométriques (fissure comme la montre la figure 1.2) provoque une modification de la répartition et/ou de la densité des lignes de courant de Foucault. Par conséquent, la distribution du champ magnétique, notamment en surface de la pièce inspectée, varie par rapport à la signature observée d'une plaque saine. L'élément sensible au champ magnétique peut être, soit un capteur inductif, soit un capteur magnétique.

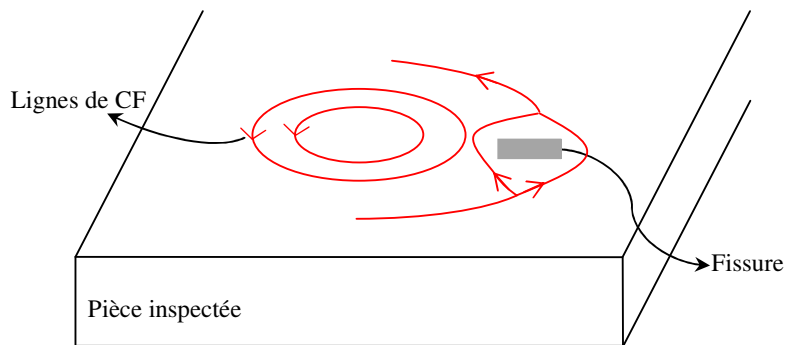


Figure 1.2 : Déformation des lignes de courant de Foucault autour d'un défaut.

Les lois de l'électromagnétisme qui permettent de prédire la distribution des courants induits relèvent de la magnétodynamique en régime quasi-stationnaire. Elles sont obtenues à partir des équations de Maxwell et des relations constitutives des matériaux. Ces équations seront présentées dans le deuxième chapitre.



### 2.2.3. La profondeur de la pénétration des CF

Dans le cas simple d'un demi-plan conducteur de dimension infinie et placé en-dessous d'une nappe infinie de courant sinusoïdale (inducteur) de pulsation  $\omega$ , la distribution de la densité de courant induit dans le sens de la profondeur ( $z$ ) est donnée par la relation suivante [5] :

$$J_x = J_0 \exp\left(-z\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}}\right) \cos\left(\omega t - z\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}}\right) \quad \text{Eq. 1.1}$$

où  $J_0$ ,  $\omega$ ,  $\sigma$  et  $\mu$  sont respectivement la densité du courant apparaissant à la surface du demi-plan, la pulsation des courants induits, la conductivité électrique et la perméabilité magnétique de la plaque.

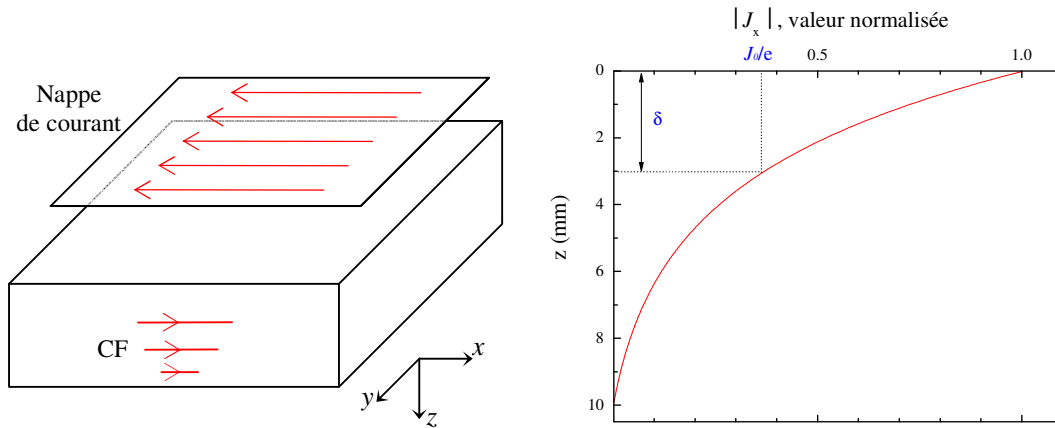


Figure 1.3 : Evolution de la densité du courant dans la plaque.

La figure 1.3 montre que l'amplitude de la densité des courants induits varie de façon exponentielle en fonction de la profondeur, avec une grandeur caractéristique  $\delta$  correspondant à la distance où les courants induits perdent 63% de leur amplitude :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma \mu}} \quad \text{Eq. 1.2}$$

Cette grandeur appelée « profondeur de pénétration » ou « épaisseur de peau » est essentielle dans la compréhension du fonctionnement du CND par CF. Elle est souvent utilisée, quel que soit le type d'inducteur, pour estimer grossièrement la profondeur de pénétration des CF et donc la profondeur d'investigation d'un système de CND par CF, pour un matériau et une fréquence donnés.

### 2.3. Problématique de mesure

La réalisation de systèmes de CND par CF à hautes performances, doit être faite en tenant compte des caractéristiques de la mesure et de l'environnement réel. La figure 1.4 présente un aperçu de cette problématique. Elle donne notamment l'évolution du champ magnétique détectable et utile en fonction de la fréquence d'excitation et de la bande passante du système de détection.

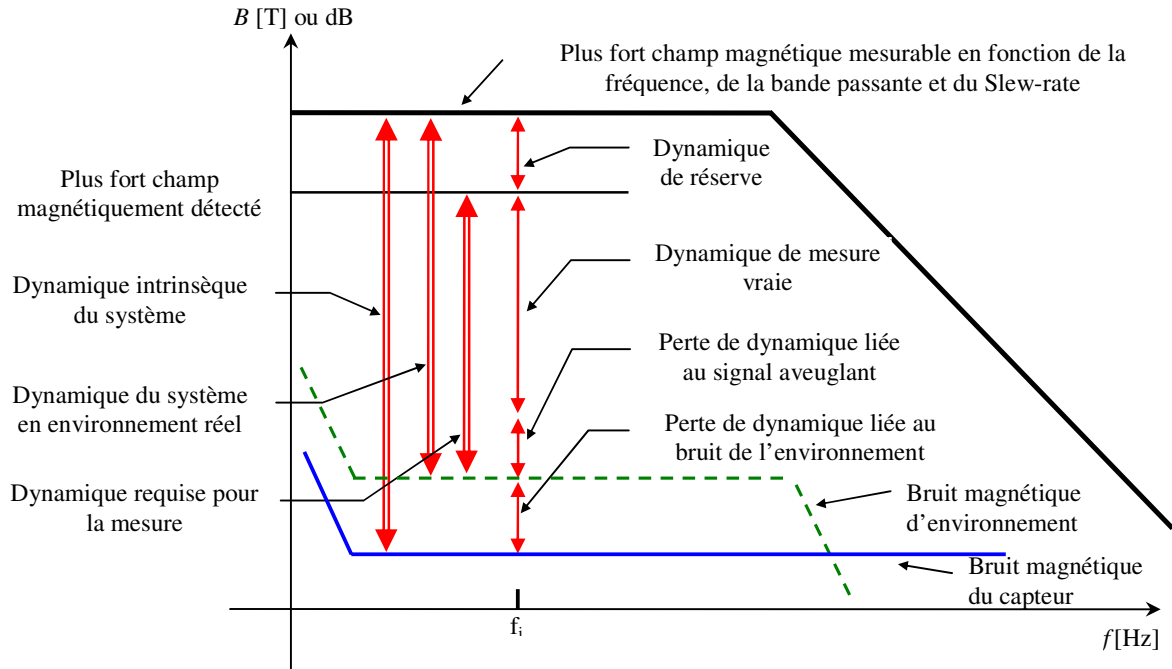


Figure 1.4: Synoptique générale de la problématique de détection dans les systèmes de CND par CF [6].  $f_i$  est la fréquence d'excitation du signal mesuré.

Ainsi, l'étude de la problématique de détection dans les systèmes de CND par CF, nous conduit à examiner plus particulièrement certaines caractéristiques du capteur, tels :

1. **la sensibilité** (rapport entre la variation de la tension utile du signal de sortie et la variation du champ magnétique appliqué en entrée).
2. **le bruit équivalent en champ magnétique** ( $T/\sqrt{\text{Hz}}$ ) (bruit du signal divisé par la sensibilité en sortie).
3. **la dynamique** (rapport entre les valeurs du plus petit et du plus grand champ magnétique mesurable par le capteur. Elle est souvent exprimée en dB).

Parmi ces paramètres, la sensibilité et le bruit magnétique sont étroitement liés aux dimensions du capteur qui elles-mêmes déterminent la résolution spatiale du dispositif de contrôle [7]. Il est donc très souvent nécessaire de consentir à des compromis entre ces

différents critères. Comme le montre la figure 1.4, la problématique de la mesure avec des systèmes de CND par CF implique des contraintes sur le capteur et en particulier sur sa dynamique de mesure. Le capteur doit avoir une dynamique intrinsèque assez grande, supérieure aux pertes de dynamique liées au bruit de l'environnement et à celles liées au signal aveuglant créé par un couplage direct entre le capteur et l'inducteur. Ces pertes réduisent la dynamique du système disponible pour la mesure, et diminuent donc les performances globales du système de détection.

Ainsi, le choix du récepteur d'un système de CND par CF s'avère très important. Nous nous intéresserons donc dans ce qui suit aux technologies des capteurs magnétiques capables d'améliorer les performances des systèmes de CND par CF et en particulier leur sensibilité, leur dynamique de mesure et leur Rapport Signal à Bruit (RSB).

### **3. Capteurs pour le CND par CF**

Historiquement, les capteurs inductifs ont été les premiers éléments sensibles utilisés pour les applications de CND par CF. Ces capteurs restent encore séduisants grâce à leur simplicité de mise en œuvre et leur robustesse. Ces dernières années, le domaine des capteurs magnétiques « dits à haute sensibilité » (magnétorésistance, Hall, SQUID...) est en pleine évolution. Les systèmes mettant en œuvre ces capteurs sont de plus en plus performants et offrent de bonnes caractéristiques, notamment en ce qui concerne la sensibilité, le niveau de bruit magnétique intrinsèque et le rapport signal à bruit. Il est à noter qu'il existe des systèmes d'imagerie par CF qui ne sont constitués d'aucun de ces capteurs, tels les imageurs magnéto-optiques par CF [8]. Ces dispositifs qui utilisent comme élément sensible un grenat magnéto-optique linéaire, offrent une large surface d'inspection et permettent de détecter des défauts enfouis. Cependant, la stratégie adoptée diffère de celle des nos travaux et rend difficile la comparaison des performances.

Nous commencerons cette section par un rappel sur les limites des capteurs inductifs. Puis, les principales technologies des capteurs magnétiques utilisables en CND seront comparées dans le cadre d'une mise en œuvre en CND par CF.

#### **3.1. Les capteurs inductifs**

Les capteurs inductifs sont généralement de bons candidats pour la recherche de défauts de surface dans la mesure où les CF, au regard de la haute fréquence d'excitation utilisée, se

densifient à la surface des pièces inspectées (effet de peau). Mais, ils sont moins performants pour la recherche de défauts en profondeur. Pour évaluer les performances de ces capteurs pour des applications à basse fréquence, deux paramètres seront étudiés en fonction de la fréquence d'excitation : la sensibilité et le rapport signal à bruit (*RSB*).

### 3.1.1. La sensibilité

D'après la loi de Lenz-Faraday, la valeur  $V = f(B)$  de la tension induite et mesurée aux bornes de la bobine est donnée par :

$$V = -n \frac{d\phi}{dt} = -n A \frac{dB}{dt} = -2\pi n A f B \quad \text{Eq. 1.3}$$

où  $\phi$  est le flux du champ magnétique capté par la bobine,  $A$  son aire et  $n$  le nombre de spires et  $B$  est l'induction magnétique.

La sensibilité  $S$  du capteur est donnée par le rapport de l'amplitude  $V$  sur le champ magnétique  $B$  :

$$S = \left| \frac{V}{B} \right| = 2\pi n A f . \quad \text{Eq. 1.4}$$

Comme le montrent les équations 1.3 et 1.4, la tension induite  $V$  et la sensibilité  $S$  varient linéairement avec la fréquence d'excitation. Mais, en raison de la résistance interne  $R$  et de la capacité  $C$  du capteur bobiné, l'expression de  $V$  en fonction de la fréquence est plus complexe. La caractéristique  $V(f)$  typique d'un capteur inductif, pour une excitation constante en amplitude, est présentée sur la figure 1.5.

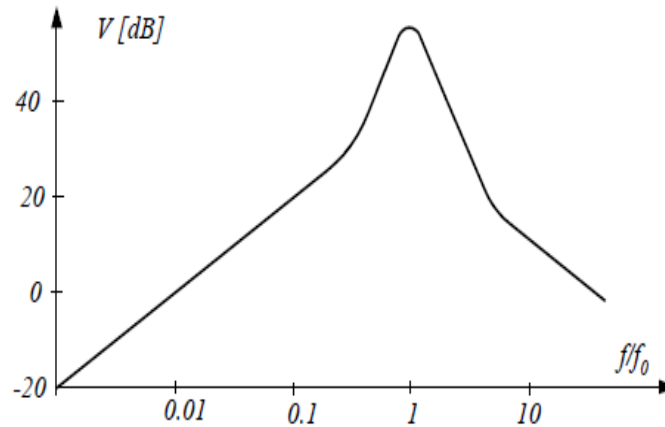


Figure 1.5 : Exemple de l'évolution de la tension induite aux bornes d'un capteur inductif. ( $f_0$  est la fréquence de résonance du capteur) [9].

La tension induite ( $V$ ) augmente avec la fréquence, jusqu'à la fréquence de résonance du dispositif ( $f_0$ ) qui dépend de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C$  de la bobine :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad \text{Eq. 1.5}$$

Au-dessus de cette fréquence de résonance, la sensibilité diminue. En effet, l'influence de la capacité du capteur dégrade sa réponse à haute fréquence. En tenant compte de certains paramètres de la bobine (résistivité, capacité de couplage inter-spires), la sensibilité ( $S$ ) du capteur peut être alors exprimée sous la forme suivante [9] :

$$S = \frac{n \cdot 2 \cdot \pi \cdot A}{\sqrt{(1 + \alpha)^2 + \left(\beta^2 + \frac{\alpha^2}{\beta^2} - 2\right) \times \gamma^2 + \gamma^4}} \quad \text{Eq. 1.6}$$

avec  $\alpha = R/R_0$  ( $R$  et  $R_0$  sont, respectivement, la résistance de la bobine et celle de la charge connectée aux bornes de la bobine),  $\beta = R\sqrt{C/L}$ ,  $\gamma = f/f_0 = 2\pi f\sqrt{LC}$ .

Comme le montre l'analyse de la figure 1.5, cette technique est moins efficace pour rechercher des défauts enfouis dans les structures. En effet, il est alors nécessaire de travailler à basse fréquence pour induire suffisamment de courant au voisinage des défauts. Par ailleurs, augmenter les dimensions du capteur entraîne une amélioration de sa sensibilité (Eq. 1.6) au détriment de sa résolution spatiale.

### 3.1.2. Le RSB

Le bruit intrinsèque d'une bobine est principalement induit par son bruit thermique. Il dépend de sa résistance et de la température de fonctionnement :

$$\overline{v_b^2(t)} = 4k_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f \quad \text{Eq. 1.7}$$

où  $k_B$ ,  $T$  et  $\Delta f$  sont, respectivement, la constante de Boltzmann, la température en Kelvin et la bande passante. Ainsi, le rapport signal à bruit maximal ( $RSB_{max}$ ) dans un Hertz de bande passante pour une bobine, peut être donné par la relation :

$$RSB_{max} = 20 \log \left[ \frac{\text{Min}(V_{cc}, S \cdot B_0)}{\text{Max}(e_n, v_b, S \cdot b_{n\_ext})} \right] \approx 80 \text{ à } 120 \text{ dB} \quad \text{Eq. 1.8}$$

où  $B_0$ ,  $V_{cc}$ ,  $e_n$  et  $b_{n\_ext}$  sont, respectivement, l'amplitude maximale du champ, la tension

d'alimentation, la densité spectrale du bruit en tension de l'amplificateur et la densité spectrale du bruit en champ de l'environnement. Contrairement à la sensibilité, le  $RSB$  dépend non seulement des propriétés du capteur, mais aussi des caractéristiques de la mesure et de l'environnement réel (Eq. 1.8). Un exemple de variation d'un tel  $RSB_{max}$  est donné par la figure 1.6.

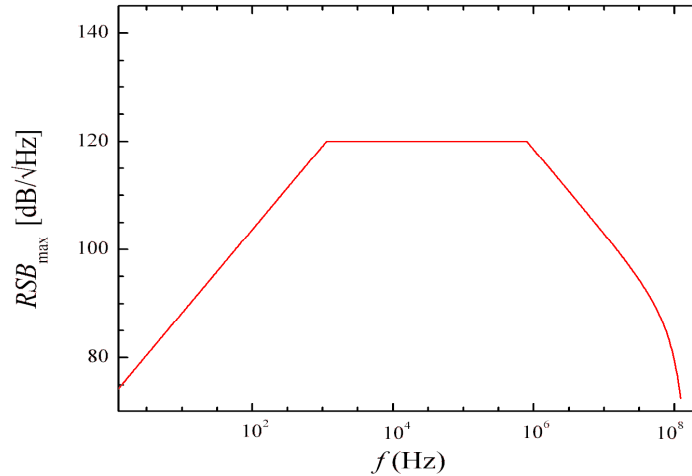


Figure 1.6 : Évolution du rapport signal à bruit en fonction de la fréquence d'excitation pour une bobine. ( $V_{cc} = 12$  V,  $R = 5 \Omega$ ,  $n = 5$ ,  $A = 142$  mm<sup>2</sup>,  $C = 0,64$  pF,  $L = 2$   $\mu$ H,  $B_0 = 0,001$  T,  $b_{n-ext} = 1$  pT/ $\sqrt{Hz}$ ,  $e_n = 1$  nT/ $\sqrt{Hz}$ )

La courbe de la figure 1.6 montre qu'à basse fréquence, le  $RSB$  est directement proportionnel à la fréquence. L'augmentation du  $RSB$  avec la fréquence atteint un maximum qui est lié soit au maximum de la sensibilité soit à la saturation de l'électronique d'amplification. Dans le cas de la saturation de l'étage d'amplification, le  $RSB$  décrit un plateau que l'on quitte à une fréquence supérieure à  $f_0$  lorsque la sensibilité de la bobine est décroissante.

Pour pallier à ce faible  $RSB$  aux basses fréquences, des capteurs magnétiques non-inductifs peuvent être utilisés comme récepteurs pour une observation directe du champ magnétique tout en étant associés soit à des bobines inductrices ou à d'autres types d'inducteurs de géométries beaucoup plus originales.

### 3.2. Capteurs magnétiques

Pour mesurer des champs magnétiques nécessitant une sensibilité intrinsèque compatible avec les applications de CND par CF, cinq technologies sont actuellement envisageables : les

SQUID (Superconducting Quantum Interference Device), les sondes de Hall, les Fluxgates, les Magnéto-Résistances (MR), les Magnéto-Impédances (MI).

Ces technologies sont basées sur des principes physiques différents et parfois complexes. Cette section n'a pas pour but de détailler le fonctionnement de chacune de ces technologies [10], mais de réaliser une première approche comparative de leurs performances en vue de leur utilisation en CND par CF et de faire un état de l'art sur les systèmes de CND mettant œuvre ces capteurs.

#### **3.2.1. Comparaison de ces différentes technologies**

De nombreuses caractéristiques permettent de décrire les performances d'un capteur magnétique : sensibilité, bruit magnétique, bande passante, résolution spatiale, dynamique de mesure, linéarité, etc... Compte tenu du nombre important de ces caractéristiques, des spécifications et de l'environnement de chaque application, il est difficile de réaliser une comparaison fine permettant de spécifier la technologie la plus performante.

Néanmoins, nous pouvons définir certains critères permettant de les classer au regard de la problématique de mesure. En effet, la section 3.1 montre qu'une des limites des capteurs inductifs réside dans la difficulté à réaliser des capteurs ayant à la fois de faibles dimensions et une haute sensibilité pour les applications aux basses fréquences. C'est pourquoi, nous considérons que le volume effectif d'un capteur est un critère intéressant. Une autre limite des capteurs inductifs est leur faible RSB dans le cadre de la détection de petits défauts profonds correspondant à la mesure de champs magnétiques aux basses fréquences et de très faibles intensités. Un autre paramètre de comparaison important est donc le bruit magnétique intrinsèque de ces dispositifs. Le tableau 1.2 donne des premiers éléments de comparaison pour les capteurs précités.

Tableau 1.2 : Éléments de comparaisons des principaux capteurs magnétiques.

	$b_n$ (pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ) @ 1 Hz	Bruit blanc (pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )	Volume (mm <sup>3</sup> )
Fluxgates [11]	10	2.5	1500
Hall [12]	30.000	10.000	0,001
TMR (Tunnel MR) [13]	200	20	0,001
GMR [6]	5000	50	2
GMI [14]	100	4	0,01
SQUID [15]	0,01	0.01	1000

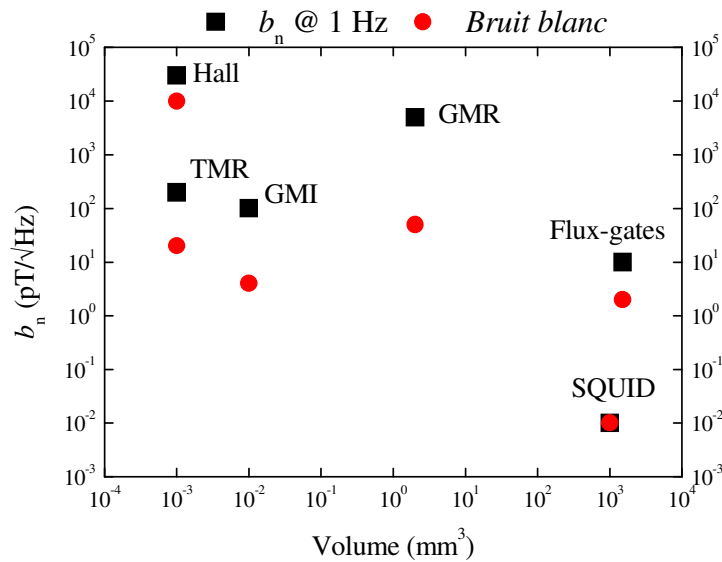


Figure 1.7 : Variation du niveau du bruit magnétique de chaque technologie en fonction du volume utile du capteur.

Une analyse du tableau montre que le bruit d'un capteur magnétique diminue quand sa taille augmente. Tandis qu'à l'inverse sa résolution spatiale se détériore. Il est alors nécessaire de consentir à des compromis entre ces deux critères. Sur la figure 1.7, est représenté le bruit de chaque technologie au regard du volume approximatif de chacun des capteurs. D'après cette figure, une analyse simple montre que les magnéto-résistances (MR) et les magnéto-impédances (MI) permettent de conjuguer à la fois des dimensions relativement petites et un



faible niveau du bruit magnétique. Ces deux technologies doivent donc permettre d'améliorer les performances des sondes à CF pour la détection de défauts enfouis, à basse fréquence d'excitation. Par ailleurs, la réalisation avec ces deux types de technologies de sondes à multiples capteurs et à haute résolution spatiale est plus aisée.

### 3.2.2. Les MR et les MI pour le CND par CF

Diverses études ont déjà utilisé les caractéristiques des capteurs MR, afin d'évaluer les performances de détection par CF de tels systèmes. Actuellement, de nouveaux dispositifs à base de MI voient le jour. Ces derniers devraient à terme, concurrencer les dispositifs de type magnétorésistance en termes de performances et de coût.

#### 3.2.2.1 Les Magnéto-Résistances (MR)

Il existe différents types de capteurs MR : GMR, AMR (Anisotropique MR), TMR et CMR (Colossal MR). Ce paragraphe n'a pas pour objectif de détailler le fonctionnement de tous ces capteurs. A titre d'exemple, une GMR [16] est composée de deux couches ferromagnétiques séparées par une couche de matériau conducteur. Lors de l'application d'un champ magnétique sa résistance transverse varie proportionnellement à l'intensité du champ magnétique. En l'absence de champ magnétique, les aimantations des deux couches minces (couches "dure" et "douce") s'orientent naturellement dans des directions opposées et dans ce cas, la résistance associée est maximale. Mais lorsqu'un champ magnétique est appliqué, la situation s'inverse. Les moments magnétiques des deux couches s'alignent parallèlement par couplage ferromagnétique indirect et par conséquent la résistance de la jonction devient très faible.

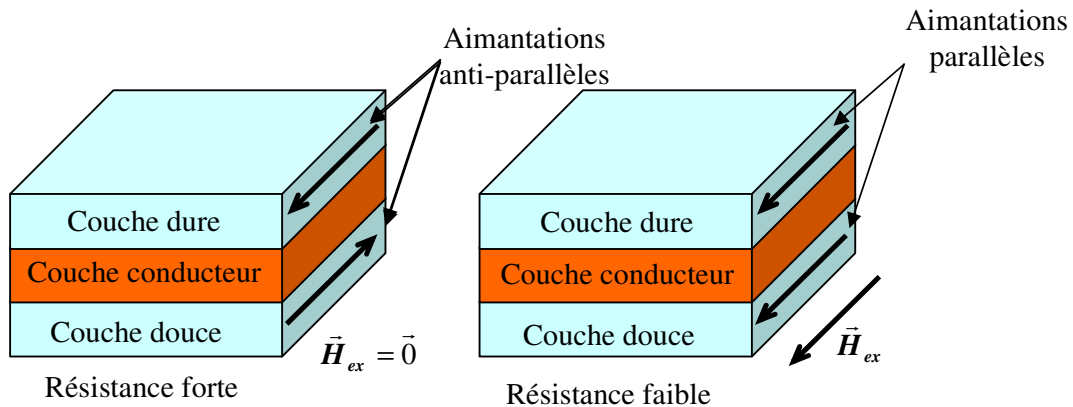


Figure 1.8 : Évolution de l'aimantation des couches d'une GMR en fonction du champ magnétique appliqué

### 3.2.2.2 Les Magnéto-Impédances (MI)

Une magnéto-impédance est un capteur de champ magnétique dont l'impédance varie en fonction du champ magnétique qui lui est appliqué. Le phénomène mis en jeu est lié à l'effet de peau variable en fonction des propriétés magnétiques d'un matériau ferromagnétique. Le principe général de la mise en œuvre d'un capteur MI filaire est donné en figure 1.9.

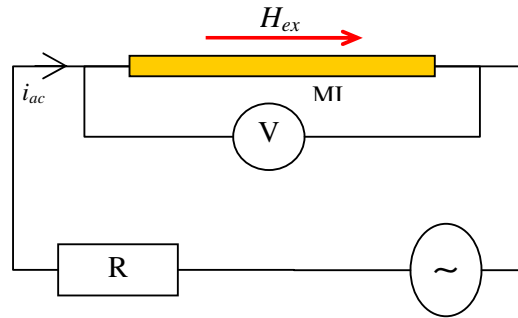


Figure 1.9 : Exemple d'un fil GMI alimenté par un courant alternatif,  $i_{ac}$ , et soumis à un champ magnétique extérieur,  $H_{ex}$ .

L'élément MI est parcouru par un courant d'excitation longitudinal alternatif d'amplitude et de fréquence suffisamment élevées pour que l'épaisseur de peau soit plus faible que le rayon du fil. Dans ce cas, la valeur de l'impédance peut être donnée par l'équation suivante [17] :

$$Z = (1 + i) \cdot R \cdot \frac{a}{\delta} = (1 + i) \cdot a \cdot \sqrt{\sigma} \cdot R \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot H_{ex}}{2}} \quad \text{Eq. 1.9}$$

Dans le cas des matériaux ferromagnétiques, où la perméabilité magnétique dépend de l'intensité du champ magnétique, l'impédance de l'élément sensible dépendra directement du champ magnétique à mesurer.

### 3.2.2.3 Etat de l'art

Nous comptons de nombreuses études relatives à l'utilisation des MRs en CND par CF. Certaines décrivent l'utilisation de capteurs commerciaux, tel les GMR fabriqués par NVE [18] ou l'AMR produit par Honeywell [19]. D'autres magnétorésistances ont été spécialement conçues pour les applications de CND par CF. Yamada et al. décrit dans [20, 21] l'utilisation de GMRs en serpentins de 180  $\mu\text{m}$  de côté (figure 1.10). La haute résolution spatiale de ce capteur a été utilisée pour contrôler la position de bulles dans les soudures ou pour la détection de petits défauts dans des pistes de circuit imprimés.

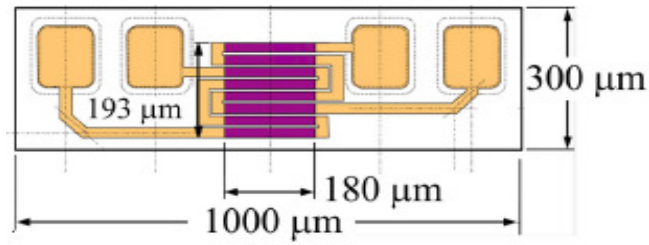


Figure 1.10 : Schéma d'une magnétorésistance développée spécialement pour le CND par CF [20, 21]

Grâce à leur petite taille et à leur facilité d'intégration, les magnétorésistances ont été utilisées pour la réalisation de sondes ayant de multiples éléments [22, 23] afin d'améliorer la rapidité de contrôle et la résolution spatiale dans le cadre de l'inspection de larges surfaces. La figure 1.11 présente deux méthodes utilisables pour réaliser des sondes à multiples éléments.

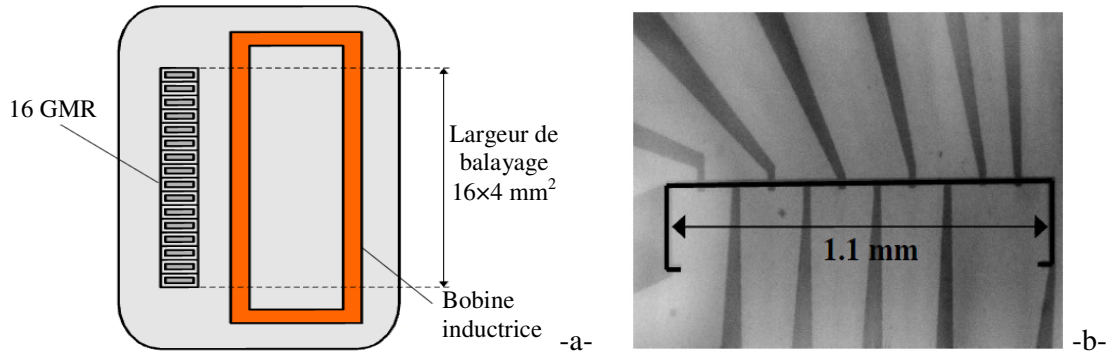


Figure 1.11 : Schéma d'une sonde de CND utilisant -a- 16 GMR encapsulées connectées côte à côte [30], -b- 11 GMRs gravées sur la même puce [24].

Les articles qui décrivent l'utilisation des MI en CND par CF sont très peu nombreux. Les auteurs Oka et al [25] emploient une GMI pour détecter des défauts enterrés dans des échantillons d'acier inoxydable par la simple mesure du champ rémanent en surface. C'est en mesurant les variations d'un champ continu d'une cale ferromagnétique qu'ils détectent des défauts enfouis à 4 mm de la surface de l'échantillon. Dans [26], Goktepe a utilisé un fil GMI d'une longueur de 10 cm pour détecter des défauts en surface dans une plaque conductrice.

Afin d'exposer l'état de l'art de l'utilisation de ces capteurs magnétiques pour le CND par CF, les principaux résultats expérimentaux sont récapitulés dans le tableau 1.3. Nous nous sommes attaché à faire apparaître dans ce tableau les conditions expérimentales de mesure (type d'inducteur, fréquence d'excitation...), les dimensions des défauts recherchés, les caractéristiques des capteurs utilisés (sensibilité, bande passante...) et les performances de détection (résolution spatiale, RSB...).

Tableau 1.3 : Etat de l'art des principaux travaux mettant en œuvre des capteurs MR et MI pour le CND par CF.

	MI [26]	GMI [25]	AMR [23]	GMR [27]	GMR [18]	GMR [28]	GMR [29]	GMR [30]	GMR [31]	GMR [32]	GMI [33]	AMR [34]	AMR [19]
<b>Type d'excitation</b>	AC	flux de fuite magnétique	AC	AC	AC	AC	AC	AC	AC	AC	AC	AC	AC
<b>Inducteur</b>	Bobine circulaire	Bobine circulaire	Bobine double-D	Nappe de courant	Bobine Planaire	Bobine circulaire	Nappe de courant	Bobine rectangulaire	Nappe de courant	Bobine circulaire	Nappe de courant	Planaire double	Bobine
$f_{ex}$ (Hz)	$5 \times 10^6$	DC	$20 \times 10^3$	$1 \times 10^3$	$1,5 \times 10^3$	$3 \times 10^3$	$1 \times 10^6$	100	$5 \times 10^6$	$1 \times 10^3$	$1,4 \times 10^3$	35	220
<b>Matériau inspecté</b>	Ferromagnétique	Inox	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Supraconducteur	Inconel	Aluminium	PCB en cuivre	Aluminium	Acier inoxydable	Aluminium	Aluminium
$I_{ex}$ (A)	—	—	—	—	1	—	0,5	—	—	1	—	1	0,1
<b>Taille défaut</b>	$2 \times 1,6 \times 1,6 \text{ mm}^3$	$10 \times 10 \times 1 \text{ mm}^3$	Trou : $r = 100 \text{ }\mu\text{m}$	Trou : $2,5 \times 5 \text{ mm}^2$	$15 \times 0,5 \times 2 \text{ mm}^3$	$100 \text{ mm}^3$	$100 \text{ mm}^3$	$60 \times 1 \times 1,4 \text{ mm}^3$	$500 \text{ }\mu\text{m}$ de largeur	$25 \times 1 \times 1 \text{ mm}^3$	$10 \times 0,4 \times 4 \text{ mm}^3$	$9 \times 0,2 \times 6 \text{ mm}^3$	—
<b>Distance de la surface (mm)</b>	En surface	4 mm	1,5 mm	En surface	1,5 mm	0,2 mm	En surface	20,4 mm	En surface	7 mm	4 mm	19 mm	6 mm
<b>Lift-off (mm)</b>	—	—	0,25	0,5	0,5	0,150	0,6	—	—	1	—	—	—
<b>Dimensions capteur</b>	10cm de longueur (fil)	$5 \text{ mm} \times 30 \text{ }\mu\text{m}$ (fil)	26,8mm (64AMR)	—	$0,44 \times 3,37 \text{ mm}^2$	—	1,1 mm (11 capteurs)	64 mm (16 GMR)	$93 \times 100 \text{ }\mu\text{m}$	—	$3 \text{ mm} \times 20 \text{ }\mu\text{m}$ (fil)	—	$10 \times 6,8 \times 1,3 \text{ mm}^3$
<b>Bande passante</b>	—	dc-200 kHz	—	—	dc-100 kHz	—	—	—	—	—	dc-10 kHz	dc-50 MHz	dc-300 kHz
<b>RSB (dB)</b>	—	—	8	—	—	50	14	—	12	—	20	—	—
<b>Dynamique (dB)</b>	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
<b>Résolution spatiale</b>	—	—	—	—	—	$100 \text{ }\mu\text{m}$	$250 \text{ }\mu\text{m}$	—	—	—	—	—	—
<b>Sensibilité (V/T)</b>	—	—	—	—	260	—	—	—	—	—	5000	260	—
<b>Bruit Blanc (pT/√Hz)</b>	—	—	1000	—	—	200	600	—	—	—	10	12	12
<b>Système bouclé</b>	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Oui	Oui	Oui*

\* La bobine de contre-réaction utilisée a un diamètre de 50 cm.

### 3.2.3. Conclusion

La réalisation de systèmes de CND par CF exploitant les capteurs MI ou MR, a été montrée pour la détection de défauts à la fois superficiels et enfouis. Néanmoins, les conditions classiques d'utilisation de tels capteurs en CND imposent des contraintes, qui ne peuvent être supportées que par de vrais systèmes de mesure à grande dynamique et à haute précision. En effet, il est impératif de noter, dans les différentes études précédemment citées (cf. tableau 1.3), que certaines restrictions concernent l'utilisation des simples éléments sensibles, tels les MR et MI :

- **Faible dynamique,**
- **Faible linéarité,**
- **Hystérésis.**

En raison de ces faiblesses, les possibilités de réaliser des systèmes de CND par CF performants et industrialisables sont restreintes. Pour répondre à ce problème, des magnétomètres ont été utilisés pour améliorer les performances de ces systèmes de détection de défauts.

### 3.2.4. Des magnétomètres pour le CND par CF

Généralement, les capteurs magnétiques, sont des éléments fortement non-linéaires, exception faite pour les capteurs à effet Hall. Ainsi, ils devront être conditionnés au mieux pour disposer non pas d'un simple élément sensible au champ magnétique mais d'un réel instrument de mesure du champ magnétique, usuellement nommé magnétomètre.

Un magnétomètre se compose généralement d'un capteur et d'un conditionneur et est souvent associé à une chaîne de traitement du signal (figure 1.12). Le capteur est l'élément sensible du système. Il peut être, par exemple, une MI ou une MR. Le conditionneur, quant à lui, permet de placer le capteur dans des conditions optimales d'utilisation et de mettre en forme le signal présenté en sortie. L'unité de traitement du signal permet d'extraire le signal utile du signal de sortie du conditionneur. Il permet également d'amplifier le signal de sortie qui est généralement de faible amplitude.

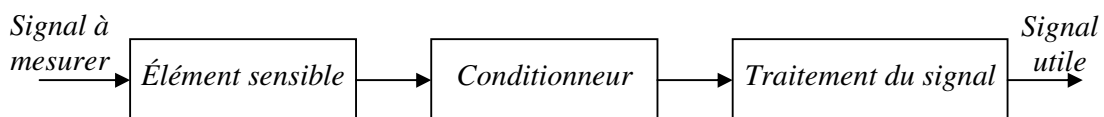


Figure 1.12 : Description d'un magnétomètre au travers d'un schéma bloc.

Un état de l'art concernant l'utilisation des magnétomètres en CND par CF est dressé dans cette section. L'utilisation des SQUIDs, des capteurs à effet Hall et des Fluxgates y sera présentée.

Les magnétomètres à SQUIDs sont les capteurs les plus sensibles. Ils permettent de détecter les champs magnétiques de très faibles amplitudes aux basses fréquences tout en conservant un bon RSB. Ils ont été largement testés et utilisés en laboratoire pour des applications de CND [35, 36]. Grâce à leur haute sensibilité et leur faible niveau du bruit (bruit magnétique de l'ordre de quelques  $fT/\sqrt{Hz}$ ), des défauts en surface de 10  $\mu m$  de largeur [37] et des défauts enfouis sous 31 mm d'aluminium [38] dans des structures rivetées ont été détectés.

Les récents travaux sur les sondes de Hall montrent que ces capteurs offrent une très bonne résolution spatiale [39], grâce à la facilité de miniaturisation de cette technologie. Ces capteurs ont été utilisés pour la détection des défauts profonds et des défauts enfouis aux bords des rivets [40, 41]. Les magnétomètres de type Fluxgates ont aussi été utilisés pour détecter des défauts enfouis dans des pièces ferromagnétiques [42]. Gruger présente dans [43] une barrette comportant quatre Fluxgates miniatures et permettant de détecter des défauts surfaciques par la mesure du champ rémanent d'une plaque ferromagnétique.

L'état de l'art des performances et des caractéristiques des principaux systèmes de CND par CF utilisant ces magnétomètres est présenté dans le tableau 1.4.

### 3. Capteurs pour le CND par CF

*Tableau 1.4 : Etat de l'art des principaux travaux mettant en œuvre des magnétomètres à base de sondes de Hall, Fluxgate et de SQUID pour le CND par CF.*

	Hall [44]	Hall [40]	Hall [41]	Hall [45]	Fluxgate [43]	Fluxgate [42]	SQUID [46]	SQUID [47]	SQUID [48]	SQUID [49]
<b>Type d'excitation</b>	AC	Flux de fuite magnétique	Courant pulsé	Flux de fuite magnétique	Flux de fuite magnétique	AC	AC	AC	AC	AC
<b>Inducteur</b>	Bobine de Helmotz	Bobine en U	Bobine	Bobine en U	Bobine en U	Bobine en U	Bobine circulaire	Bobine double D	Bobine double D	Bobine double D
<b>f<sub>ex</sub> (Hz)</b>	180	Courant pulsé	—	300	—	100	600	350	200	200
<b>Matériau inspecté</b>	Aluminium	Ferromagnétique	—	Acier	Acie	Acier	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Aluminium
<b>I<sub>ex</sub> (A)</b>	—	—	—	—	—	0,038	0,010	—	0,1	0,3
<b>Taille défaut</b>	110 ×2×2 mm <sup>3</sup>	1×3 mm <sup>2</sup>	1×5 mm <sup>2</sup>	0,35×0,35 mm <sup>2</sup>	Trou : r = 1 mm	50×0,4×0,4 mm <sup>3</sup>	Trou : r = 1 mm	—	50×1×0,5 mm <sup>3</sup>	Trou : r = 5 mm)
<b>Distance de la surface (mm)</b>	3	1	5	2,1	En surface	2	3	4,2	9,5	En surface
<b>Lift-off (mm)</b>	0,5	< 1	< 1	—	0,2	0,075	2	—	—	50
<b>Dimensions capteur</b>	—	4×3 mm <sup>2</sup>	—	—	16,5×3×1,5 mm <sup>3</sup> (4 capteur)	—	r = 1,75 mm	—	r = 2 mm	r = 1,5 mm
<b>Bande passante</b>	—	—	—	—	DC-400 Hz	—	—	—	—	—
<b>RSB (dB)</b>	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
<b>Dynamique (dB)</b>	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
<b>Résolution spatiale</b>	—	—	—	—	—	—	8 mm	400 μm	—	—
<b>Sensibilité (V/T)</b>	5000*	≈ 31	250	—	30.000	—	—	—	—	—
<b>Bruit Blanc (pT/√Hz)</b>	100*	—	—	—	—	—	0,2	150	0,5	19

\* Des concentrateurs de flux extérieurs de longueur 2×10 cm ont été utilisés pour améliorer les performances de ce capteur

### 3.2.5. Conclusion

Les systèmes de CND à base de SQUID montrent des très bonnes performances pour la détection de petits défauts de surface et en profondeur. Ces systèmes présentent l'avantage d'avoir une grande dynamique indépendante de la fréquence utilisée et offrent, grâce à leur faible niveau de bruit, un très bon RSB pour la détection des défauts aux basses fréquences d'excitation. Cependant, ces capteurs restent d'un prix prohibitif, sont difficiles à mettre en œuvre et nécessitent un refroidissement cryogénique pour être utilisés, limitant le développement de tels systèmes dans l'industrie.

Malgré leur haute résolution spatiale, les capteurs à effet Hall souffrent toujours d'une faible sensibilité et d'un niveau de bruit magnétique important comparé aux autres capteurs tels les GMR et GMI. Finalement, les Fluxgates offrent, contrairement aux capteurs de Hall, un meilleur niveau du bruit magnétique, et contrairement aux SQUID, une facilité d'utilisation. Cependant, leur taille importante et leur coût représentent les principaux inconvénients. Les Fluxgates intégrés peuvent offrir des perspectives plus intéressantes pour des applications en CND. Toutefois, leurs performances en bruit équivalent en champ magnétique, sont moins bonnes [50]. De plus, la miniaturisation de ces dispositifs conduit à une technologie relativement onéreuse.

Cet état de l'art montre que les sondes de CND par CF utilisant des magnétomètres à base de GMR ou GMI sont peu répandues. Ces dernières années, au sein du GREYC, des magnétomètres à base GMR et GMI ont été développés. Ces magnétomètres conjuguent la facilité de mise en œuvre, la haute sensibilité, le faible niveau du bruit magnétique et de faibles dimensions.

## 4. Description des magnétomètres utilisés

Deux magnétomètres ont été utilisés dans ce chapitre : l'un nommé « **Improved Giant Magneto-Impedance Magnetometer** » (IGMIM) et l'autre « **Improved Giant Magneto-Resistance Magnetometer** » (IGMRM). Ce dernier a été testé ces dernières années pour la détection des fissures profondes dans des plaques conductrices [6] et utilisé dans une tête rotative pour l'inspection de joints rivetés sur des cales aéronautiques [51]. Dans ce qui suit, les magnétomètres utilisés seront décrits. Leurs performances et l'intérêt de leur utilisation dans le cadre du CND par CF seront présentés.



### 4.1. IGMIM

L'élément sensible utilisé présentant une Magnéto-Impédance à effet Géant est un fil à base de CoFeSiBNb. Ce dernier est un matériau ferromagnétique doux. Il a été fabriqué par la société canadienne MXT Inc [52] par une méthode d'extraction à chaud. L'impédance de cet élément est particulièrement sensible à la composante du champ magnétique appliquée parallèlement à son axe principal. La longueur du fil utilisé pour réaliser ce magnétomètre est de 18 mm. L'électronique de conditionnement associée est constituée d'un simple oscillateur RC, d'un détecteur de crête et d'un amplificateur d'instrumentation (figure 1.13). La chaîne de détection est présentée en détail dans [53]. Le capteur à effet GMI est excité par un courant d'amplitude  $20 \text{ mA}_{\text{crête}}$  et de fréquence 15 MHz. La valeur maximale de la sensibilité obtenue pour ce type de capteur MI est d'environ  $90.000 \text{ V/T}$ .

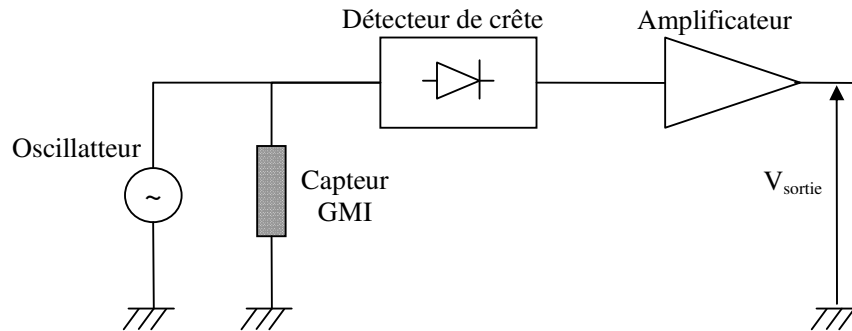


Figure 1.13 : Principe de mise en œuvre d'un capteur GMI

Le capteur cité ci-dessus possède malgré sa haute sensibilité et son faible niveau de bruit magnétique, une faible linéarité et une fonction de transfert parfois hystérétique. Par conséquent, il est difficile de réaliser des sondes ayant une grande dynamique et étant parfaitement reproductible pour des applications de CND par CF. Toutefois, il est possible d'améliorer leurs caractéristiques en introduisant l'élément sensible ou le capteur dans une boucle de contre-réaction magnétique comme le montre la figure 1.14.

Le champ de la contre-réaction magnétique est appliqué par une bobine enroulée autour de l'élément sensible. Dans ces conditions, le système est verrouillé sur un point de fonctionnement optimal. Cette méthode mise en œuvre permet d'obtenir des magnétomètres à grande précision et grande dynamique sans détériorer le niveau du bruit magnétique intrinsèque de l'élément sensible.

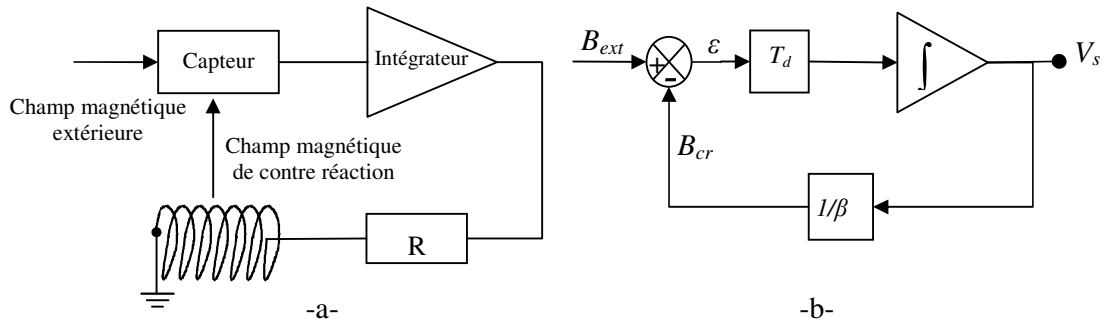


Figure 1.14 : Principe de la contre-réaction utilisée.

Le principe général de ce type de mise en œuvre est donné par la figure 1.14. L'induction magnétique à mesurer est noté  $B_{ext}$ . L'élément sensible ou le capteur possède un transfert directe  $T_d$ . Le champ de contre-réaction,  $B_{cr}$ , est créé par une bobine ayant un transfert de retour  $1/\beta$  (avec  $\beta$  est exprimé en V/T).

Le magnétomètre délivre une tension de sortie  $V_s$  proportionnelle au champ magnétique extérieur appliqué :

$$V_s = \beta \cdot B_{ext} \left( \frac{1}{1 + j\omega\beta/T_d} \right) \quad \text{Eq. 1.10}$$

Pour  $T_d \gg j\omega\beta$ , la tension de sortie du magnétomètre dépend uniquement du gain de la chaîne de contre-réaction,  $\beta$  et varie linéairement en fonction de  $B_{ex}$  :

$$V_s \approx \beta \cdot B_{ext} \quad \text{Eq. 1.11}$$

## 4.2. IGMRM

Le capteur utilisé est une GMR AA002 de NVE [54]. Ce capteur utilise quatre magnétorésistances en pont de Wheatstone (figure 1.15). Parmi ces quatre magnétorésistances, deux sont quasi-insensibles au champ magnétique appliqué. Des concentrateurs de flux sont intégrés au sein de ces puces de manière à augmenter la sensibilité en champ des éléments sensibles.

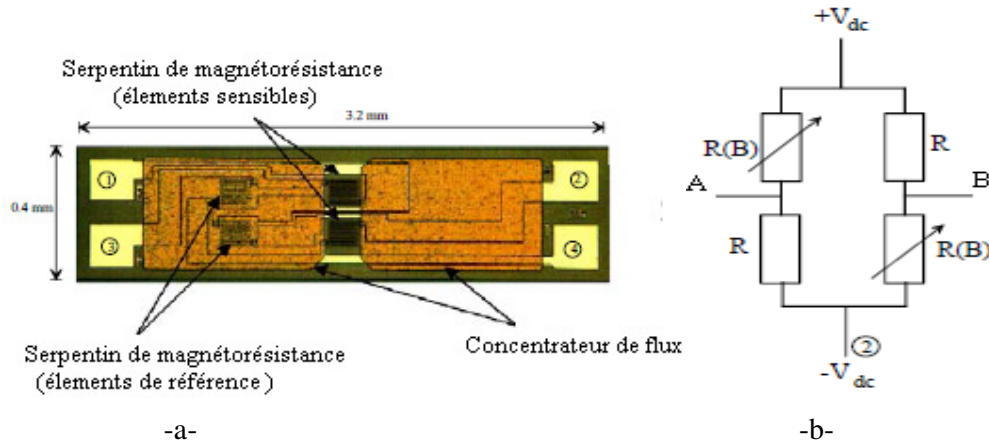


Figure 1.15 : - a - Photographie d'une GMR NVE AA002 non encapsulée et - b - présentation de la structure en pont de Wheatstone modélisant l'élément sensible

La valeur la plus élevée de la tension par unité de champ et de tension de polarisation  $V_{dc}$  des GMR AA002 est d'environ 100  $(V/V_{dc})/T$ . Nous obtenons donc une valeur maximale de la fonction de transfert d'environ 1100-1700  $V/T$  avec une polarisation égale à 24 V ( $V_{dc} = \pm 12$  V).

Toutefois, ce capteur possède des limites semblables au capteur GMI décrit dans la section précédente. Il a donc été optimisé en utilisant la même procédure de contre réaction afin d'améliorer ses caractéristiques notamment en termes de linéarité, de précision et de dynamique. La Figure 1.16 donne les caractéristiques de transfert d'une GMI et d'une GMR et des magnétomètres élaborés avec ces éléments sensibles (IGMIM et IGMRM).

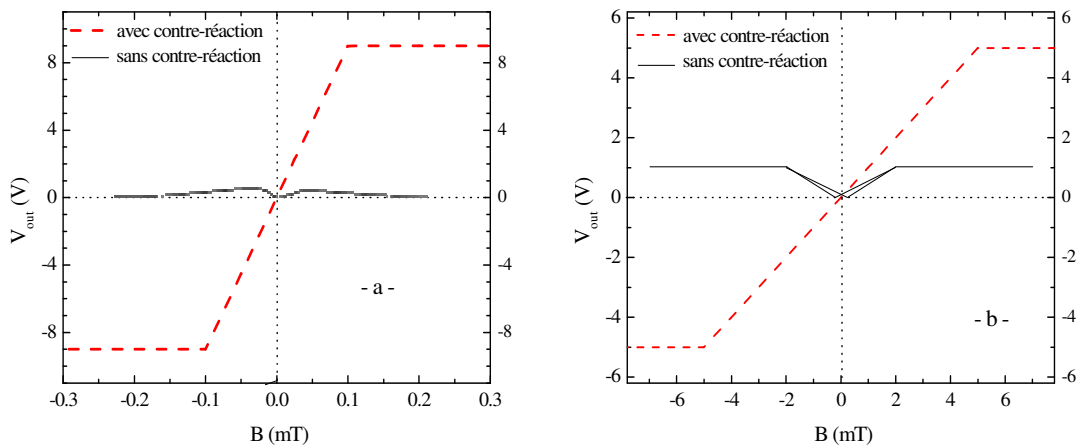


Figure 1.16 : Variation de la tension de sortie de l'élément sensible en fonction de l'induction du champ magnétique appliqué avec contre-réaction (ligne pointillée) et sans contre-réaction (ligne pleine), a) pour un GMI et b) pour un GMR.

### **4.3. Le système d'inspection par CF**

Les deux magnétomètres décrits précédemment ont été testés pour la détection de défauts enfouis (défauts de type corrosion dans une plaque d'aluminium de référence). Cette étude présente l'une des premières applications mettant en œuvre un magnétomètre à base de GMI pour le CND par CF. Ces résultats ont fait l'objet d'une publication dans un article de revue internationale [55].

#### **4.3.1. Choix de l'inducteur**

Il ne se dégage pas de l'ensemble des articles cités dans les sections précédentes d'inducteur idéal et le choix est souvent empirique. Ces capteurs magnétiques ont été testés avec différents types d'inducteurs, tels des nappes, des inducteurs bobinés circulaires ou rectangulaires.

Dans notre étude, l'inducteur est constitué d'un simple fil et le magnétomètre est placé à côté. Le principal avantage de cette méthode est son aspect modulaire. En effet, l'inducteur et le magnétomètre sont mécaniquement et électriquement découplés offrant ainsi une importante souplesse de mise en œuvre et une bonne adaptabilité à l'application visée. En outre de nombreux magnétomètres peuvent être facilement ajoutés pour former un réseau de capteurs à haute résolution spatiale [56]. Cette particularité offre la possibilité de concevoir des sondes au "design" original. Il est à noter que cette technique serait totalement irréalisable avec des systèmes conventionnels constitués de bobines. Dans le dernier chapitre, nous présenterons un inducteur amélioré pour la caractérisation de défauts orientés et profonds.

#### **4.3.2. Chaîne de mesure**

Le système de CND utilisé pour évaluer les performances de détection a été élaboré dans notre laboratoire. Il est schématiquement présenté sur la figure suivante :

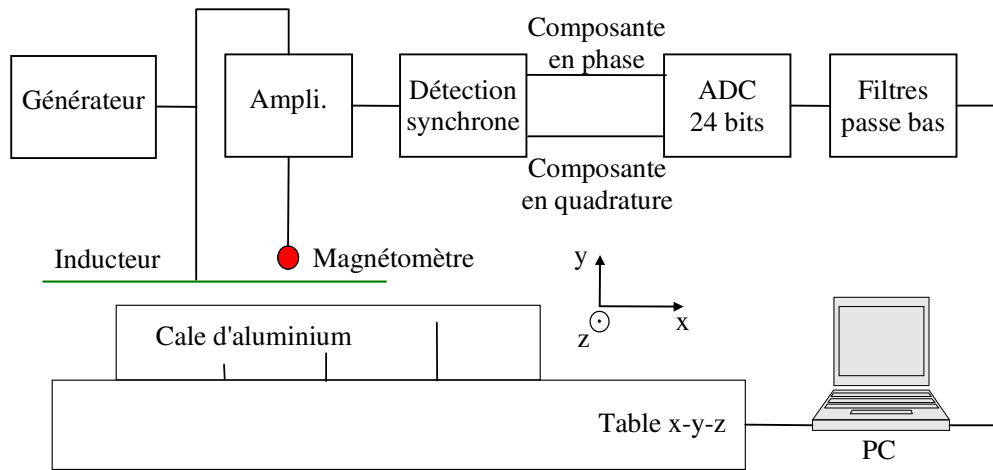


Figure 1.17: Présentation générale du système d'inspection

L'inducteur filaire est parcouru par un courant alternatif sinusoïdal délivré par un générateur à basse fréquence. La tension de sortie du magnétomètre, correspondant à l'image de l'amplitude du champ magnétique mesuré, est pré-amplifiée. Puis, le signal est démodulé par une détection synchrone de grande dynamique. Cette dernière détecte alors l'amplitude des composantes en phase et quadrature de la tension du signal mesuré. Après démodulation, ces deux composantes sont filtrées à l'aide de filtres passe-bas, puis converties en signaux numériques à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique 24 bits. Toutes les mesures sont transmises à un ordinateur par un bus de contrôle GPIB. L'acquisition est synchronisée avec le déplacement de la cale d'aluminium. Ce dernier est effectué par une table à micro-positionnement pilotée par ordinateur à l'aide du logiciel Labview. Plus de détails sur les performances de cette chaîne de mesure sont présentés dans [57].

### 4.3.3. Résultats expérimentaux

Dans le cas présent, la plaque à tester ( $19 \text{ cm} \times 5 \text{ cm} \times 3 \text{ mm}$ ) est une plaque conductrice d'aluminium de conductivité  $\sigma = 1,3 \times 10^7 \text{ S/m}$  (figure 1.18). Elle possède trois défauts profonds (assimilables à des défauts de type corrosion) de hauteur,  $h_{\text{défaut}}$ , variable (10, 20 et 30 % de l'épaisseur de la plaque), et des longueurs,  $L_{\text{défaut}}$ , et des largeurs,  $l_{\text{défaut}}$ , constantes ( $5 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$ ). Les deux magnétomètres ont été orientés selon l'axe  $x$  pour détecter la composante axiale ( $B_x$ ) du champ de l'induction magnétique. Notons que cette configuration est difficile à réaliser par les méthodes conventionnelles de détection où la composante normale ( $B_y$ ) est usuellement mesurée.

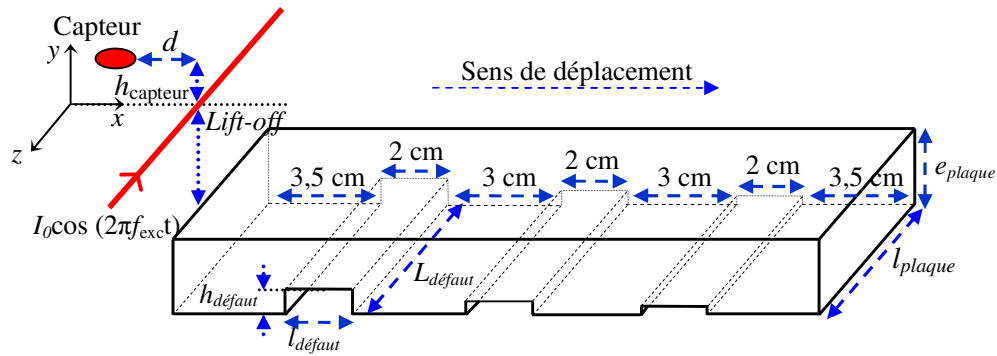


Figure 1.18: Présentation de la géométrie de la cale de référence en aluminium et du positionnement du magnétomètre et de l'inducteur ( $L_{\text{plaque}} = 19 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{plaque}} = 5 \text{ cm}$ ,  $e_{\text{plaque}} = 3 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 20 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 50 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = \sigma \approx 1,3 \times 10^7 \text{ S/m}$ ).

Les mesures ont été réalisées pour une amplitude du courant,  $I_0$ , dans l'inducteur égale à 200 mA. La valeur de la fréquence d'excitation,  $f_{\text{exc}}$ , utilisée est de 1 kHz. Elle correspond à une profondeur de pénétration des courants induits de 1,47 fois l'épaisseur de la plaque. Cela laisse supposer une relative homogénéité des courants dans l'épaisseur du matériau. En raison de l'encombrement de nos dispositifs, en particulier de l'IGMIM avec sa bobine de contre réaction, le *lift-off* du système (magnétomètre + inducteur) a été fixé à 4 mm.

La figure 1.19 donne l'évolution du module du champ détecté par les deux magnétomètres, en fonction de leur position. Le balayage a été effectué au centre de la plaque et de la gauche vers la droite. Les réponses observées laissent apparaître les signatures magnétiques des défauts ainsi que les effets des bords de plaque. Les deux magnétomètres sont capables de détecter les trois défauts, malgré un *lift-off* important pour ce type d'application. Les signatures des deux plus grands défauts sont clairement visibles sur les courbes mesurées, alors que la signature du troisième défaut est plus difficile à distinguer. En effet, elle est relativement masquée par le signal magnétique créé par le bord de la plaque.

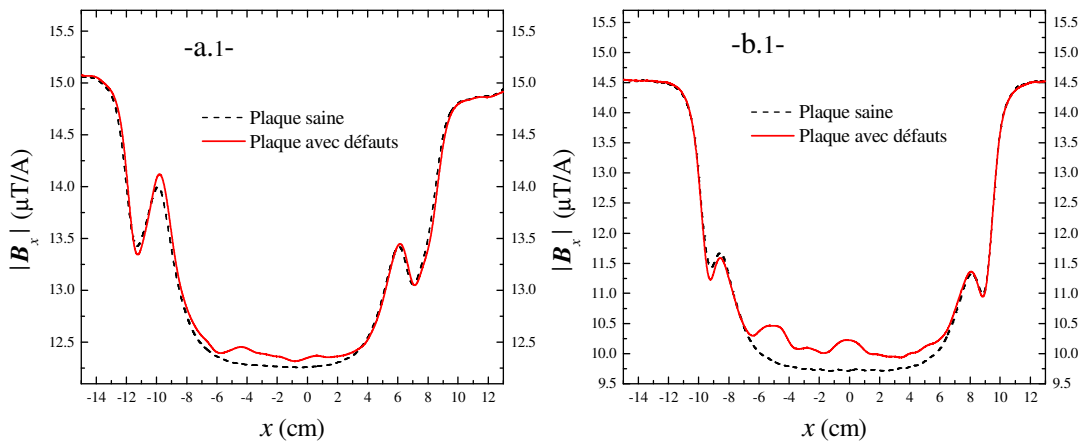


Figure 1.19 : Module du champ de l'induction magnétique  $B_x$ , sans et avec défauts, obtenu lors d'une inspection par balayage de la plaque -a- avec l'IGMIM et -b- avec l'IGMRM. ( $d = 4 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 4 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{capteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $\sigma = 1,3 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  $I_0 = 200 \text{ mA}$ ,  $f_{\text{exc}} = 1 \text{ kHz}$ )

Comme le montre la figure 1.19, le profil de l'amplitude du champ magnétique mesuré par chacun des magnétomètres est différent. Cette disparité s'explique par la différence de résolution spatiale des deux magnétomètres. En effet, la GMR AA002 est fournie en format de type « die » et a une dimension d'environ  $0,4 \times 3,4 \text{ mm}^2$ . Tandis que la GMI est semblable à un fil d'une longueur de 18 mm et de diamètre 30  $\mu\text{m}$ .

#### 4.3.4. Performances des magnétomètres pour le CND

Les performances de ces deux magnétomètres sont résumées dans le tableau 1.5 et comparées avec celles d'autres magnétomètres véritablement mis en œuvre et testé dans des systèmes de CND par CF. L'analyse en performances présentée dans ce tableau montre bien que les IGMIM et IGMRM possèdent de très bonnes caractéristiques pour le CND par CF à basses fréquences, en particulier, leur haute sensibilité, leur faible niveau de bruit magnétique et leur grande dynamique de mesure. Les deux magnétomètres utilisés ont des performances comparables et sont de bons candidats pour le développement de systèmes de CND par CF.

Actuellement, le niveau du bruit de l'IGMIM est limité par le circuit de polarisation de la GMI et par l'électronique de détection. Il est possible d'améliorer le niveau de bruit de ce magnétomètre en augmentant la sensibilité du capteur ou en réduisant le bruit de l'électronique associée. Pour cette raison, des recherches au sein de l'équipe sont en cours pour atteindre des niveaux de bruit magnétique encore plus faibles de l'ordre de la centaine de  $\text{fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  en zone de bruit blanc [58]. Une telle avancée ne ferait qu'accroître l'intérêt pour ce type de magnétomètre dans le cadre du CND par CF.

Tableau 1.5 : Présentation des performances des magnétomètres utilisés en CND par CF.

	IGMIM [55]	IGMRM [6]	Fluxgate [59]	SQUID [60]
<b>Dimensions capteur</b>	18 mm ( $\phi = 30 \mu\text{m}$ )	$0,7 \times 0,7 \times 4 \text{ mm}^3$	$25 \times 8 \times 8 \text{ mm}^3$	1 cm
<b>Résolution spatiale (mm)</b>	—	$\approx 1$	$\approx 14$	$\approx 8$
<b>Sensibilité</b>	$\approx 90.000$	$\approx 1000$	100.000	$\approx 1000-3000$
<b>Bande passante</b>	dc à 100 kHz	dc à > 300 kHz	dc à 3kHz	dc à 1Mhz
<b>Bruit Magnétique</b>	$630/\sqrt{f}$ [pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] @ f < 1 kHz  $25$ [pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] @ f > 1 Hz	$5/\sqrt{f}$ [nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] @ f < 1 kHz  $50$ [pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] @ f > 1 Hz	$2,5$ [pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] @ f=1Hz	$1$ [pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] @ f = 1 Hz
<b>Dynamique (f = 10 Hz à 10 kHz) (dB/<math>\sqrt{\text{Hz}}</math>)</b>	120-140	140-160	120-140	140-160
<b>Slew-rate (T/s)</b>	> 1,4	> 37,5	$\approx 0,0001$ à 0.001	> qq. mT
<b>Full scale field range (<math>\mu\text{T}</math>)</b>	$\pm 100$	$\pm 5000$ à 20000	120	qq $\mu\text{T}$

## 5. Conclusion

Ce premier chapitre a été consacré à la présentation de l'état de l'art dans l'utilisation de capteurs magnétiques pour le CND par CF. De nombreuses études ont exploité les performances de capteurs magnétiques ou de magnétomètres afin d'améliorer la capacité de détection des systèmes de CND par CF aux basses et hautes fréquences d'excitation, là où les méthodes conventionnelles de détection utilisant les capteurs inductifs, sont limitées en terme de sensibilité, de bruit ou de résolution spatiale.

Nous avons présenté dans ce chapitre deux magnétomètres (IGMIM et IGMRM) qui ont été testés dans le cadre de la détection de défauts de type corrosion. Dans la suite de cette thèse, l'IGMRM sera préféré à l'IGMIM car la technologie de fabrication de ces derniers n'est pas encore parfaitement maîtrisée (problème de reproductibilité). Le magnétomètre nommé IGMRM permet, grâce à ses faibles dimensions, de réaliser facilement des sondes à multiples éléments. De plus, l'IGMRM offre, contrairement aux capteurs inductifs, un rapport signal à



bruit constant pour les applications aux basses fréquences d'excitation. En tenant compte des conditions réelles de mesure comme le bruit de l'environnement et de l'électronique associée, le rapport signal à bruit maximal, dans un Hertz de bande passante, est donné pour ce type de magnétomètre, par :

$$RSB_{max} \approx \left( \frac{V_{cc}}{S_0 \sqrt{b_n^2(t) + b_{n\_ext}^2(t)}} \right)_{dB} \approx 80 - 160 \text{ dB} \quad \text{Eq. 1.12}$$

où  $S_0$ ,  $v_{cc}$ ,  $b_n$  et  $b_{n\_ext}$  sont, respectivement, la sensibilité du magnétomètre, la tension d'alimentation, la densité spectrale du bruit équivalent en champ du magnétomètre et celle de l'environnement de la mesure. Un exemple de variation est donné dans la figure 1.20. Il est à noter que la bande passante de contre réaction et le Slew-rate limitent les performances à hautes fréquences de ces dispositifs bouclés en champ.

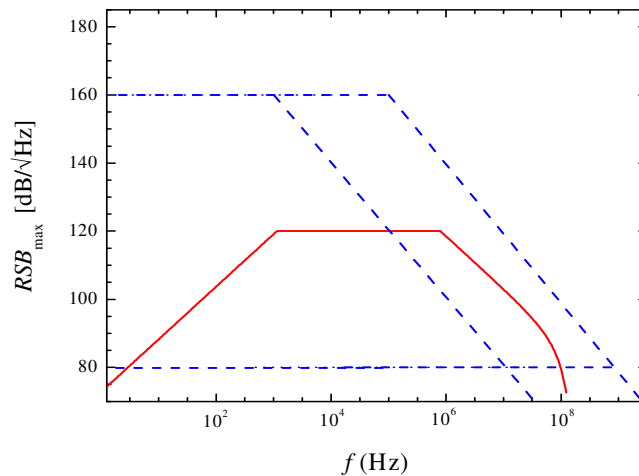


Figure 1.20: Evolution du rapport signal à bruit en fonction de la fréquence d'excitation pour un magnétomètre (RSB compris entre les lignes pointillées) et pour une bobine (ligne pleine).

L'état de l'art dressé dans ce chapitre a permis de présenter les deux axes de mes travaux de recherches. Ils seront traités dans les chapitres suivants. Parmi tous les travaux présentés (tableaux 1.3 et 1.4), il n'existe malheureusement pas d'étude complète permettant d'analyser les performances des systèmes de CND par CF développés. Ainsi, le premier axe de mes recherches porte sur l'étude des effets de différents paramètres du système (paramètres de la cible, de l'inducteur et du capteur) afin d'évaluer pleinement les caractéristiques et les performances des sondes de CND par CF mises en œuvres. Pour ce faire, un modèle numérique 3D implementé au laboratoire et basé sur la méthode des éléments finis (MEF) sera présenté dans le deuxième chapitre.

Le second axe des mes travaux est l'exploitation des caractéristiques sonde/inducteur afin de réaliser une sonde dédiée à la détection de défauts orientés. L'étude de l'état de l'art montre que les défauts observés sont principalement orientés pour maximiser leur interaction avec les courants de Foucault. Pour détecter des défauts « orientés », une sonde originale sera proposée dans le dernier chapitre. Elle propose d'utiliser un inducteur à « champ magnétique tournant » et une IGMRM comme sonde de détection afin de déterminer les caractéristiques des défauts et en particulier leur orientation.

# *Chapitre 2*

## *Modélisation du CND par CF avec la Méthode des Éléments Finis*

### **Sommaire**

---

<b>1. Introduction.....</b>	<b>39</b>
<b>2. Problème type de CND par CF.....</b>	<b>41</b>
2.1. Les équations de Maxwell.....	41
2.2. Conditions aux limites.....	42
<b>3. Formulations .....</b>	<b>43</b>
3.1. Principales formulations en électromagnétisme.....	43
3.2. Formulation ( $A^*/\varphi_r$ ) .....	46
3.3. Conclusion.....	47
<b>4. Validation expérimentale .....</b>	<b>48</b>
4.1. Déroulement de la simulation 3D avec COMSOL .....	48
4.2. Comparaison des résultats de mesures et de simulations.....	51
<b>5. Conclusion .....</b>	<b>54</b>

---

## 1. Introduction

Dans le domaine du CND par CF, la modélisation numérique est devenue, grâce à la performance du matériel informatique, un outil majeur dans la conception des sondes et dans l'étude des performances de détection des systèmes. De manière générale, le recours à la modélisation numérique pour le CND peut intervenir dans trois phases :

1. **Lors de la conception de la procédure de contrôle**, la modélisation permet d'étudier et d'optimiser les paramètres du procédé (par exemple, l'inducteur) et des conditions opératoires.
2. **Pour la qualification d'une procédure de CND**, la modélisation est utilisée sous forme d'études paramétriques afin de démontrer les performances d'un système et sa robustesse par rapport à la variation des paramètres influents. Néanmoins, des études préalables de compréhension des signaux peuvent s'avérer utiles.
3. **Après la mise en œuvre de l'application de CND**, la modélisation est en mesure d'apporter une aide à l'expertise dans l'interprétation des signaux obtenus et permet de mettre en évidence l'influence de certains phénomènes physiques sur le contrôle.

La modélisation du CND par CF est basée sur la résolution des équations de Maxwell. Selon la complexité de la configuration à simuler, la résolution peut être analytique ou numérique. La résolution analytique des équations de Maxwell présente l'avantage d'être rapide et permet d'obtenir des résultats très précis. À titre d'exemple, nous pouvons citer les travaux de Dodd et al. [61,62], Theodoulidis [63,64] et Panas et al [65] qui ont procédé à des résolutions directes des équations de Maxwell. Cependant, la complexité des configurations de CND par CF fait qu'une solution analytique est souvent impossible à obtenir. Une alternative est alors de mettre en œuvre des méthodes numériques permettant d'étudier des configurations sonde-pièce plus variées, comprenant des géométries quelconques de pièces, de défauts et de capteurs. Parmi ces méthodes, nous pouvons citer la méthode des différences finies, la méthode des éléments de frontières, la méthode des intégrales de volume. La plus répandue des approches numériques est celle des Éléments Finis (EF).

Il existe aussi des approches semi-analytiques qui réalisent un compromis entre les deux méthodes présentées ci-dessus. Une méthode semi-analytique très répandue repose sur le formalisme des intégrales de volumes et le calcul préalable des dyades de Green propres à la géométrie de la pièce à contrôler [66,67]. Les codes existants aujourd'hui traitent des pièces planes ou cylindriques [66]. Ces méthodes sont simples à utiliser et présentent l'avantage de nécessiter des temps de calcul faible.

Dans notre travail, nous nous intéresserons à la méthode des EF (MEF). Cette méthode est basée sur la transformation des équations aux dérivées partielles (EDP) en un système d'équations algébriques. D'une façon générale, la résolution d'un problème magnétique donné par la MEF inclut différentes étapes. L'ensemble est synthétisé en figure 2.1.

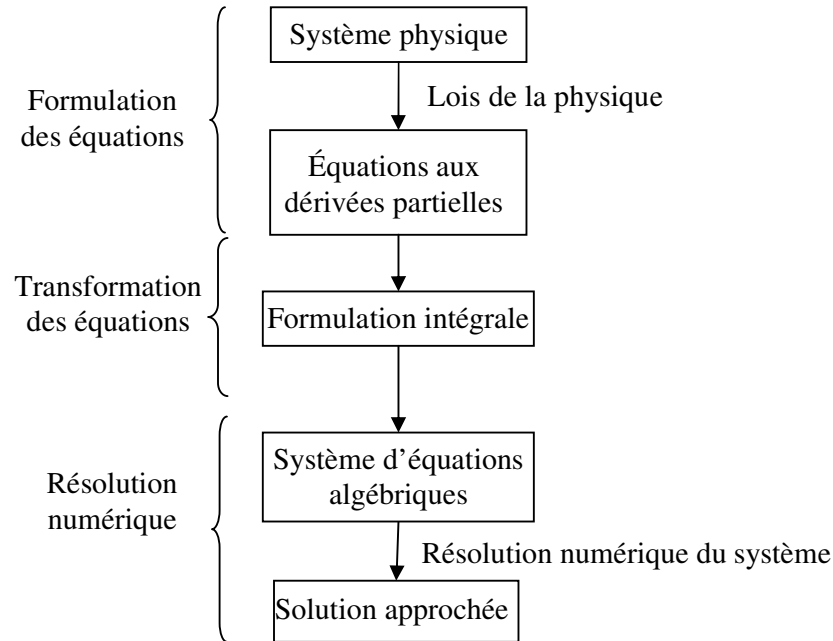


Figure 2.1 : Présentation des différentes étapes de résolution d'un problème par la MEF.

Nous commencerons ce chapitre par décrire brièvement le problème à résoudre et les équations de Maxwell ainsi que les conditions aux limites associées. Ensuite, nous présenterons les différentes formulations magnétiques utilisables pour un tel problème, puis la formulation utilisée pour réaliser notre modèle 3-D.

Finalement, nous nous intéresserons à la validation de notre modèle numérique. Les simulations sont confrontées à des mesures expérimentales effectuées sur une cale de référence en aluminium présentant des défauts électro-érodés enfouis. Les résultats montrent la précision du modèle numérique mis en œuvre à l'aide du logiciel COMSOL pour les cas de détection présentés.

## 2. Problème type de CND par CF

Le problème que nous considérons ici consiste à résoudre les équations de Maxwell en régime linéaire harmonique. Les géométries à étudier sont en général composées des parties suivantes :

- Les inducteurs (bobine, fil...) dans lesquelles circulent des courants sources,
- des conducteurs où peuvent circuler des courants induits,
- l'espace environnant qui ne contient ni courant source ni courant induit, et qui est composé généralement d'air.

La figure 2.2 représente un problème typique de CF à résoudre. Une boîte d'air englobe un inducteur où circule une densité de courants source  $J_s$ , et un conducteur de perméabilité  $\mu$  et de conductivité  $\sigma$ .

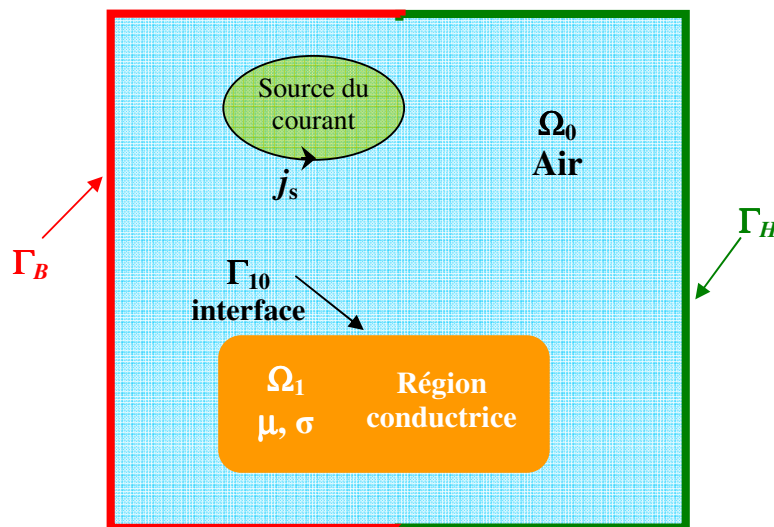


Figure 2.2 : Description typologique d'un problème type de CND par CF.

### 2.1. Les équations de Maxwell

Pour les applications de CND par CF, les fréquences d'excitation utilisées pour la détection de défauts profonds, ne dépassent généralement pas le MHz. Dans ces conditions, nous pouvons négliger les courants de déplacement. Aux basses fréquences et dans le cas d'un régime quasi-stationnaire, les équations de Maxwell sont les suivantes :

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \mathbf{J}_s, \quad (\text{Théorème Maxwell-Ampère}) \quad \text{Eq 2.1}$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad (\text{Loi de Faraday}) \quad \text{Eq 2.2}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (\text{Loi de conservation du flux magnétique}) \quad \text{Eq 2.3}$$

où  $\mathbf{H}$  est le vecteur champ magnétique (A/m),  $\mathbf{B}$  est le vecteur induction magnétique ou la densité de flux magnétique (T),  $\mathbf{E}$  est le vecteur champ électrique (V/m),  $\mathbf{J}$  est le vecteur densité de courant induit ( $\text{A/m}^2$ ) et  $\mathbf{J}_s$  est le vecteur densité de courant de la source. Ces équations sont associées aux relations constitutives des matériaux. Pour les matériaux conducteurs et isotropes, ces équations s'écrivent sous la forme suivante :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \quad \text{Eq 2.4}$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}, \quad \text{Eq 2.5}$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}, \quad \text{Eq 2.6}$$

où  $\mu$ ,  $\mathbf{D}$ ,  $\varepsilon$  et  $\sigma$  sont, respectivement, la perméabilité magnétique, l'induction électrique, la permittivité et la conductivité du matériau inspecté.

## 2.2. Conditions aux limites

Le système composé des équations de Maxwell et des lois de comportement admet une infinité de solutions. Des conditions aux limites doivent être données sur la frontière du domaine d'étude afin d'assurer l'unicité de la solution. Nous distinguons dans ce domaine (cf. Figure 2.) différentes conditions aux limites [68] qui définissent trois types de frontières :

- $\Gamma_B$  où la composante normale de la densité de flux magnétique  $\mathbf{B}$  est nulle,
- $\Gamma_H$  où la composante tangentielle de l'excitation magnétique  $\mathbf{H}$  est nulle,
- $\Gamma_{I0}$  est l'interface entre  $\Omega_1$  et  $\Omega_2$  où le champ magnétique est continu.

Ces conditions s'écrivent, respectivement :

$$\mathbf{B} \cdot \mathbf{n} = 0, \quad \text{sur } \Gamma_B \quad \text{Eq 2.7}$$

$$\mathbf{H} \times \mathbf{n} = 0, \quad \text{sur } \Gamma_H \quad \text{Eq 2.8}$$

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{n}_1 + \mathbf{B}_0 \cdot \mathbf{n}_0 = 0 \\ \mathbf{H}_1 \times \mathbf{n}_1 + \mathbf{H}_0 \times \mathbf{n}_0 = 0 \end{array} \right\} \quad \text{sur } \Gamma_I \quad \text{Eq 2.9}$$

### 3. Formulations

Les équations de Maxwell citées ci-dessus, décrivent théoriquement les systèmes en régime quasi-stationnaire, donc la plupart des dispositifs utilisés en CND par CF. Leur résolution directe est cependant difficile à cause de la discontinuité des grandeurs physiques à l'interface des régions de nature différentes et d'un grand nombre d'inconnues à résoudre. Une mise en forme, autrement dit une formulation préliminaire s'impose afin de réduire le nombre d'inconnues et le nombre d'équations à résoudre. Elle permet de réduire la mémoire requise au niveau de l'ordinateur et de diminuer le temps de calcul.

En 3-D, il n'y a pas de véritable consensus sur la meilleure formulation. De nombreuses méthodes ont été proposées utilisant des variables de type potentiel ou de type champ pour la modélisation 3-D du CND par CF [69, 70, 71]. Par la suite, les principales formulations magnétiques utilisables pour la modélisation de CF par EF seront succinctement rappelées, avant de présenter la formulation que nous avons choisie pour réaliser notre modèle numérique 3-D.

#### 3.1. Principales formulations en électromagnétisme

On distingue deux catégories de formulations basées soit sur le champ électrique  $\mathbf{E}$ , soit sur le champ magnétique  $\mathbf{H}$ . La première catégorie inclut surtout la formulation en potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{A}$ . La deuxième catégorie comprend des formulations en  $\mathbf{H}$  ou la formulation en  $\varphi$ .

##### 3.1.1. Formulation de type $\mathbf{A}$

Compte tenu de la relation 2.3 (conservation du flux de l'induction magnétique  $\mathbf{B}$ ),  $\mathbf{B}$  dérive d'un potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{A}$  tel que :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} . \quad \text{Eq 2.10}$$

Les formulations utilisant le potentiel vecteur  $\mathbf{A}$  sont très employées en deux dimensions où elles donnent d'excellents résultats. Elles sont aussi utilisées pour les modélisations 3D.



Trois formulations existent selon les propriétés du domaine :

**Formulation AV** : milieu conducteur, 4 inconnues.

D'après la relation Maxwell-Faraday, nous avons :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \Rightarrow \nabla \times \left( \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0. \quad \text{Eq 2.11}$$

L'équation précédente implique l'existence d'un potentiel scalaire électrique  $V$  tel que :

$$\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\nabla V. \quad \text{Eq 2.12}$$

La détermination des champs électromagnétiques dans le milieu conducteur nécessite donc avec cette formulation le calcul du potentiel vecteur  $\mathbf{A}$  et du potentiel scalaire  $V$  ( $\mathbf{A}$ - $V$ ).

**Formulation A** : milieu isolant, 3 inconnues.

Dans un milieu isolant, la connaissance du potentiel scalaire électrique  $V$  est inutile pour la description des champs électromagnétiques. La formulation est alors caractérisée par :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \text{ avec } \nabla \cdot \mathbf{A} = 0. \quad \text{Eq 2.13}$$

**Formulation A\*** : milieu conducteur, 3 inconnues.

Une méthode souvent utilisée consiste à inclure le potentiel scalaire électrique  $V$  dans le potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{A}$ . Le potentiel vecteur devient alors ce qui est communément appelé le potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{A}^*$  ou  $\mathbf{A}$  modifié :

$$\frac{\partial \mathbf{A}^*}{\partial t} = \nabla V + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \text{ avec } \nabla \cdot \mathbf{A}^* = 0. \quad \text{Eq 2.14}$$

### 3.1.2. Formulation de type $\varphi$

De ces formulations duales de celles de type  $\mathbf{A}$ , nous distinguons trois types :

**Formulation  $\varphi$**  : milieu isolant sans source de courant, 1 inconnue.

D'après l'équation 2.1, le champ magnétique est à rotationnel nul. Il existe alors un potentiel scalaire magnétique de type  $\varphi$  tel que :

$$\mathbf{H} = -\nabla \varphi. \quad \text{Eq 2.15}$$

Avec cette formulation la détermination du champ magnétique se déduit du calcul de  $\varphi$

**Formulation  $T\varphi$**  : milieu conducteur, 4 inconnues.

La relation (2.1) permet d'écrire :  $\nabla \cdot \mathbf{J} = 0$  , qui est l'équation de conservation de la densité du courant. Donc,  $\mathbf{J}$  dérive d'un potentiel vecteur électrique  $\mathbf{T}$  :

$$\mathbf{J} = \nabla \times \mathbf{T} . \quad \text{Eq 2.16}$$

La réalisation d'un système d'équations dépendant de  $\mathbf{T}$  et  $\varphi$  permet de connaître les champs électromagnétiques dans le conducteur.

**Formulation  $\varphi_r$**  : milieu isolant avec source de courant, 1 inconnue

Dans les régions non conductrices, les équations de Maxwell se simplifient car la conductivité est nulle. Le système d'équations se réduit à :

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_s , \quad (\text{Théorème Maxwell-Ampère}) \quad \text{Eq 2.17}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 . \quad (\text{Loi de Faraday}) \quad \text{Eq 2.18}$$

La formulation  $\varphi$  n'est pas applicable dès qu'il y a des courants, le potentiel devient multiforme car le rotationnel du champ magnétique n'est plus nul en tout point. Pour résoudre ce problème, il est fait appel à la formulation du potentiel scalaire réduit [72]. Le principe de cette méthode est de décomposer le champ magnétique  $\mathbf{H}$  en deux parties :

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_r + \mathbf{H}_s , \quad \text{Eq 2.19}$$

où  $\mathbf{H}_s$  est le champ magnétique qui serait créé par l'inducteur s'il était seul dans l'espace vide.  $\mathbf{H}_r$  est champ magnétique créé par la réaction des parties conductrices, lorsqu'elles sont soumises au champ  $\mathbf{H}_s$ .

Le champ magnétique  $\mathbf{H}_s$  au point M est calculable par la formule de Biot-Savart :

$$\mathbf{H}_s = \frac{1}{4\pi} \int_{\text{inducteur}} [\mathbf{J}_s(P) \times \mathbf{r} / r^3] dP , \quad \text{Eq 2.20}$$

où P est un point appartenant à l'inducteur,  $\mathbf{r}$  étant le vecteur MP.

$\mathbf{H}_s$  vérifie le théorème d'Ampère, tandis que  $\mathbf{H}_r$  est à rotationnel nul :

$$\nabla \times (\mathbf{H}_r + \mathbf{H}_s) = \mathbf{J}_s \quad \text{Eq 2.21}$$

avec :

$$\nabla \times \mathbf{H}_s = \mathbf{J}_s , \quad \text{Eq 2.22}$$

$$\text{et } \nabla \times \mathbf{H}_r = 0. \quad \text{Eq 2.23}$$

D'après (1-15), on peut écrire que  $\mathbf{H}_r$  dérive d'un potentiel scalaire réduit  $\varphi_r$  :

$$\mathbf{H}_r = -\nabla \varphi_r. \quad \text{Eq 2.24}$$

### 3.1.3. Couplage des formulations entre les régions conductrices et isolantes

Lors de la résolution d'un problème de CND par CF qui contient au moins deux régions différentes, il est préférable de réduire au maximum le nombre d'inconnues à calculer afin de réduire les besoins en temps de calcul et en mémoire requise. En effet, au lieu d'utiliser une formulation unique pour toutes les régions, nous pouvons en choisir une pour chaque région en fonction de leurs propriétés physiques et géométriques. Nous distinguons deux types de couplages entre ces formulations : les couplages *forts* et les couplages *faibles*.

Dans un couplage fort, les deux formulations considérées possèdent une variable d'état en commun ou deux variables d'état exprimant simplement l'une en fonction de l'autre. Ces couplages ne nécessitent pas l'introduction de conditions de passage particulières à l'interface. On peut citer les couplages  $AV/A$ ,  $T\varphi/\varphi$ ,  $T\varphi/\varphi_r$ , le premier terme de ce rapport représente la formulation utilisée pour la partie conductrice, le second terme celle utilisée pour la partie isolante.

Dans un couplage faible, il n'y a pas de variable d'état commune comme c'est le cas pour les formulations suivantes:  $AV/\varphi$ ,  $AV/\varphi_r$ ,  $A^*/\varphi$ ,  $A^*/\varphi_r$ . Ces couplages sont très utiles, car, dans la région isolante par exemple, l'utilisation du potentiel scalaire réduit  $\varphi_r$  conduit à résoudre une seule inconnue. À l'inverse, l'utilisation d'un potentiel vecteur magnétique implique 3 inconnues.

## 3.2. Formulation ( $A^*/\varphi_r$ )

Pour notre modèle 3-D, nous avons choisi la formulation  $A^*/\varphi_r$  qui sera implémentée dans le logiciel COMSOL pour réaliser nos simulations [73]. Les équations à résoudre sont :

- **Dans la région conductrice ( $A^*$ )**

Afin de calculer le potentiel vecteur  $A^*$ , nous devons considérer l'équation de Maxwell-Ampère dans l'état quasi-stationnaire. Alors, l'équation à résoudre est :

$$\nabla \times [\mu^{-1} \nabla \times \mathbf{A}^*] + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}^*}{\partial t} = 0. \quad \text{Eq 2.25}$$

L'induction magnétique peut être obtenue à partir de la relation suivante :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}^*. \quad \text{Eq 2.26}$$

- **Dans la région isolante ( $\varphi_r$ )**

L'équation à résoudre est :

$$\nabla \cdot [\mu (-\nabla \varphi_r + \mathbf{H}_s)] = 0. \quad \text{Eq 2.27}$$

Or dans les milieux où la perméabilité est constante (plaque d'aluminium) :

$$\nabla \cdot (\mu \mathbf{H}_s) = 0. \quad \text{Eq 2.28}$$

Soit, à résoudre dans notre cas :

$$\nabla \cdot [\mu (-\nabla \varphi_r)] = 0. \quad \text{Eq 2.29}$$

### 3.3. Conclusion

En comparant cette formulation à d'autres types de formulations comme par exemple la formulation  $AV$ , nous pouvons noter le double intérêt que présente la formulation  $\mathbf{A}^*/\varphi_r$ . D'une part, elle présente un avantage essentiel en réduisant le nombre d'inconnues à résoudre. Par conséquent, elle apporte une réduction des coûts informatiques en diminuant les degrés de liberté dans toutes les régions à simuler [74]. En outre, l'analyse de cales possédant des défauts est facile à réaliser en changeant un paramètre dans l'expression du champ créé par la source,  $\mathbf{H}_s$ . Avec l'utilisation d'un potentiel réduit, il n'est pas nécessaire de discrétiser l'inducteur avec des EF, ce qui nous affranchit du problème de maillage dû au déplacement de l'inducteur lors du balayage des pièces à inspecter. Mais l'interface entre la région conductrice et la région isolante doit être discrétisée avec soin, surtout si l'inducteur est proche de la cale à tester.

Il faut noter que cette formulation électromagnétique ne fonctionne que pour des régions simplement connexes. Néanmoins, plusieurs solutions techniques peuvent être utilisées pour contourner cette limitation [75,76].

## 4. Validation expérimentale

La formulation  $A^*/\varphi_r$  a été implémentée dans le logiciel COMSOL multiphysics. Ce logiciel est un outil de conception et de modélisation dont l'avantage principal est de ne pas être dédié à un domaine d'application particulier. Il rassemble un ensemble d'outils et une bibliothèque de modèles prédéfinis permettant la simulation de tout processus physique pouvant être décrit par des EDP, y compris donc les équations de Maxwell et les problèmes de CND par CF.

Les résultats expérimentaux et numériques ont été comparés dans le cas d'une inspection par balayage d'une cale de référence en aluminium qui comporte trois fissures non-débouchantes de hauteurs variables (figure 2.3).

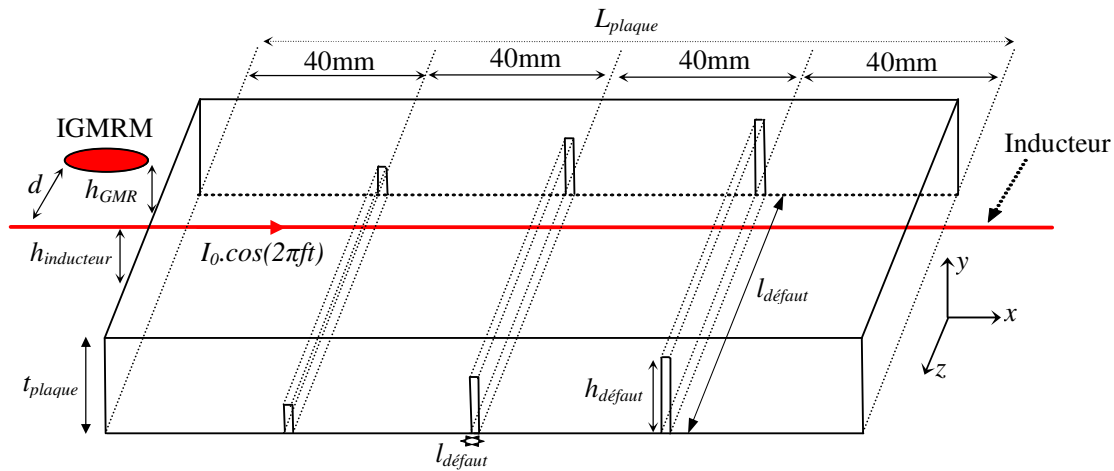


Figure 2.3 : Présentation de la géométrie de la cale de référence en aluminium utilisée pour la confrontation des résultats expérimentaux et numériques ( $L_{\text{plaque}} = 16 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{plaque}} = 5 \text{ cm}$ ,  $e_{\text{plaque}} = 1 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 50 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 2, 4 \text{ et } 8 \text{ mm}$ ,  $\sigma \approx 1,7 \times 10^7 \text{ S/m}$ )

### 4.1. Déroulement de la simulation 3D avec COMSOL

Une simulation électromagnétique avec COMSOL se déroule selon un schéma commun à la plupart des logiciels de ce type. Une simulation avec COMSOL se décompose en trois étapes principales : le pré-traitement, le calcul et le post-traitement. L'étape de pré-traitement inclut la description géométrique et physique du domaine de travail, la détermination des conditions aux limites et la discrétisation du domaine sur un maillage. Lorsque le problème est complètement défini, l'étape du calcul est consacrée à la résolution numérique en utilisant les différents solveurs proposés par COMSOL®. Finalement, le post-traitement permet de visualiser les résultats et d'exporter les données vers d'autres logiciels de traitement.

### 4.1.1. Création du domaine de travail

Le domaine de travail a été modélisé par une boîte d'air (figure 2.4) qui englobe la cale d'aluminium. Les dimensions de cette boîte sont choisies suffisamment grandes par rapport à celles de la plaque, de manière à ce que les conditions appliquées sur ses frontières n'altèrent pas la solution (méthode de troncature de l'infini). La structure que nous avons à modéliser, présente une symétrie géométrique qui est aussi une symétrie électromagnétique. Le plan de symétrie est suivant l'axe x. Il contient l'inducteur et coupe la plaque de référence en deux. En tenant compte de cette symétrie, la moitié seulement de la géométrie de notre modèle a été modélisée sous COMSOL, ce qui permet un gain considérable en temps de calcul et en mémoire requis pour la résolution du problème.

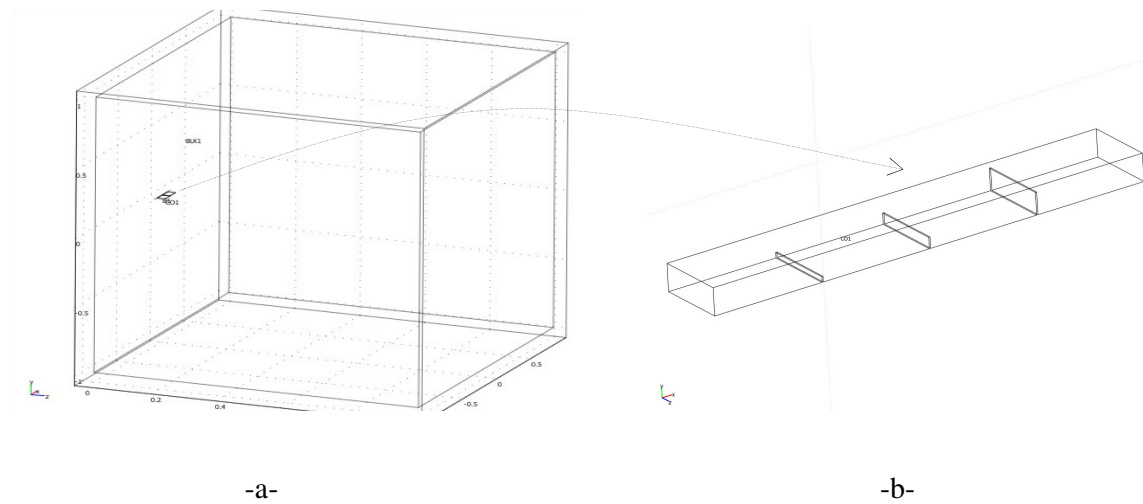


Figure 2.4 : a) Boîte d'air contenant la plaque à tester et b) zoom sur la plaque modélisée.

Ainsi et grâce à la formulation magnétique que nous avons choisie, il n'est pas nécessaire de modéliser l'inducteur. Par conséquent, le champ magnétique créé par un fil infiniment long est simplement donné par la loi de Biot-Savart :

$$\mathbf{H}_s(x,y,z) = \frac{I}{2\pi(y^2 + z^2)}(y\vec{e}_z - z\vec{e}_y) \quad \text{Eq 2.30}$$

où  $\vec{e}_i$  est le vecteur unitaire selon l'axe  $i$  et  $I$  l'amplitude du courant dans l'inducteur.

### 4.1.2. Discrétisation ou maillage

Chaque volume constituant le domaine d'étude doit être discrétisé avec des éléments géométriques qui forment un maillage sur les nœuds duquel les grandeurs physiques vont être

déterminées numériquement. Plusieurs types d'éléments de discrétisation (tétraédrique, hexaédrique ou prisme,) sont proposées par COMSOL. Le type d'élément utilisé conditionne en partie le nombre de degrés de liberté nécessaire au final pour la résolution numérique du problème. Dans notre cas, nous avons adopté un maillage avec des éléments tétraédriques car ce choix permet de mailler automatiquement des géométries différentes.

Le choix de la taille des éléments conditionne fortement la précision de la solution numérique obtenue. Afin de décrire correctement les évolutions des grandeurs d'intérêt, il est nécessaire d'adapter la taille des mailles au problème que nous avons à résoudre. La difficulté de cette étape consiste à harmoniser les maillages entre les différents domaines afin d'optimiser le temps de calcul et la précision de la résolution. Comme le montre la figure 2.5 le maillage est très affiné au niveau de la plaque (figure 2.5-b), tandis qu'il est grossier dans le reste du domaine d'étude (figure 2.5-a). Plus précisément, pour la plaque, il y a au moins 3 mailles d'ordre 3 dans l'épaisseur de peau ( $\delta$ ), ce qui correspond à une discrétisation largement satisfaisante pour la modélisation des CF. De plus, l'interface entre l'inducteur et la plaque, les zones autour des défauts et la zone des mesures ont été maillées plus finement afin d'obtenir des résultats avec une grande précision (figure 2.5-b).

La discrétisation de notre modèle avec les éléments tétraédriques conduit à 1.070.000 degrés de liberté. La solution robuste, donnée par ce maillage de haute qualité, ne varie pas lorsque de légères variations sur le maillage sont appliquées.

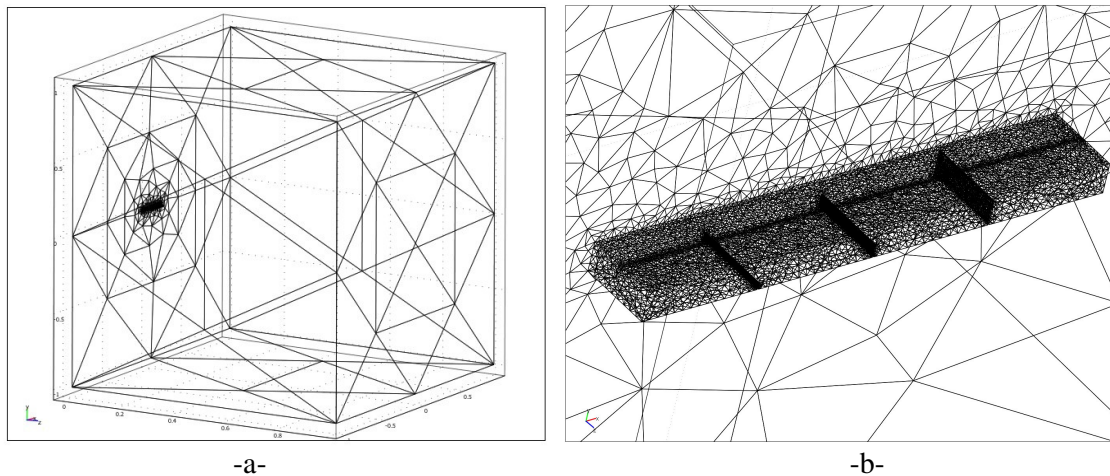


Figure 2.5 : Présentation du maillage, a) dans les différentes zones d'intérêt (Air, structure étudiées, zone de mesure), b) zoom sur la zone de la plaque.

### 4.1.3. Résolution du problème

La résolution du problème EF peut être faite dans COMSOL avec plusieurs types de solveurs directs ou itératifs. Nos simulations numériques ont été réalisées avec le solveur direct PARDISO sur une station équipée de deux processeurs quad-core (Intel Xeon X5472 à 3 GHz) et de 64 Go de RAM. Nous avons utilisé ce solveur car il est parallélisé et combine rapidité et robustesse. Le temps de calcul nécessaire pour résoudre notre cas a été de 602 s.

Une fois le calcul réalisé, les outils de post-traitement de COMSOL proposent l'affichage de certaines grandeurs calculées, sous forme de champs de vecteurs ou de cartographies en couleurs.

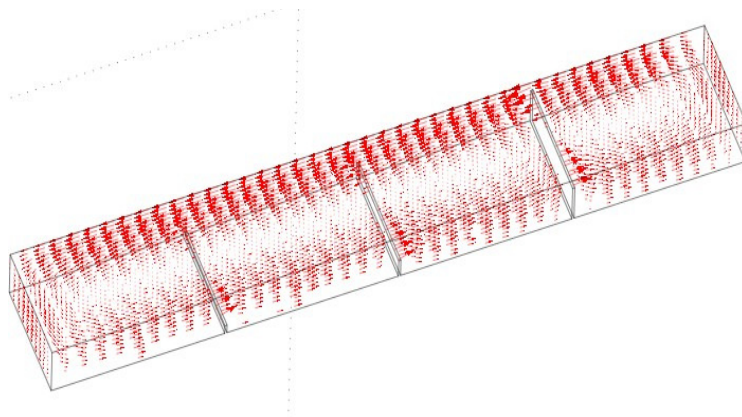


Figure 2.6 : Distribution de courant induit dans la cale de référence.

A titre d'exemple, la figure 2.6 montre la distribution du courant induit dans la cale. Nous pouvons observer les modifications des lignes de CF au niveau de chaque défaut. L'exportation des valeurs simulées vers un autre logiciel comme OriginLab permet d'analyser les données de façon quantitative. Cette exportation a été effectuée en implémentant un Script adapté à notre problème (Outil COMSOL Script). Dans notre cas, les grandeurs physiques d'intérêt sont la partie réelle et imaginaire du champ magnétique détecté par le magnétomètre.

## 4.2. Comparaison des résultats de mesures et de simulations

Les mesures ont été réalisées en injectant dans l'inducteur un courant sinusoïdal à la fréquence de 450 Hz et avec une amplitude de 180 mA. Le *lift-off* de l'inducteur et de l'IGMRM au dessus de la plaque sont respectivement de 1 et 2 mm. L'axe de sensibilité du magnétomètre a été orienté selon l'axe des abscisses  $x$ , parallèlement à la direction de balayage, afin de détecter la composante axiale ( $B_x$ ) de la densité du flux magnétique. Dans



cette thèse, l'induction magnétique (partie réelle, partie imaginaire et module) est essentiellement exprimée en Tesla par Ampère (T/A). De cette manière, les résultats ont été normalisés par rapport à l'amplitude du courant circulant dans l'inducteur. La figure 2.7 montre la comparaison des courbes de Lissajous, du module de l'induction magnétique ( $B_x$ ) et de ses parties réelle et imaginaire lors d'un balayage de la plaque.

Contrairement aux systèmes conventionnels utilisant une bobine comme élément de détection, notre système d'inspection est capable, grâce à sa grande dynamique, de détecter simultanément les signatures des effets de bords de la cale et les signaux induits par les fissures, dans une même analyse.

Les résultats montrent que le système de CND proposé est en mesure de détecter toutes les fissures enfouies même à une profondeur de 8 mm et pour un *lift-off* important du magnétomètre ( $h_{\text{GMR}} = 2$  mm). Une analyse plus fine de la signature obtenue permet d'identifier distinctement la présence des 3 défauts (cf. figure 2.7-c).

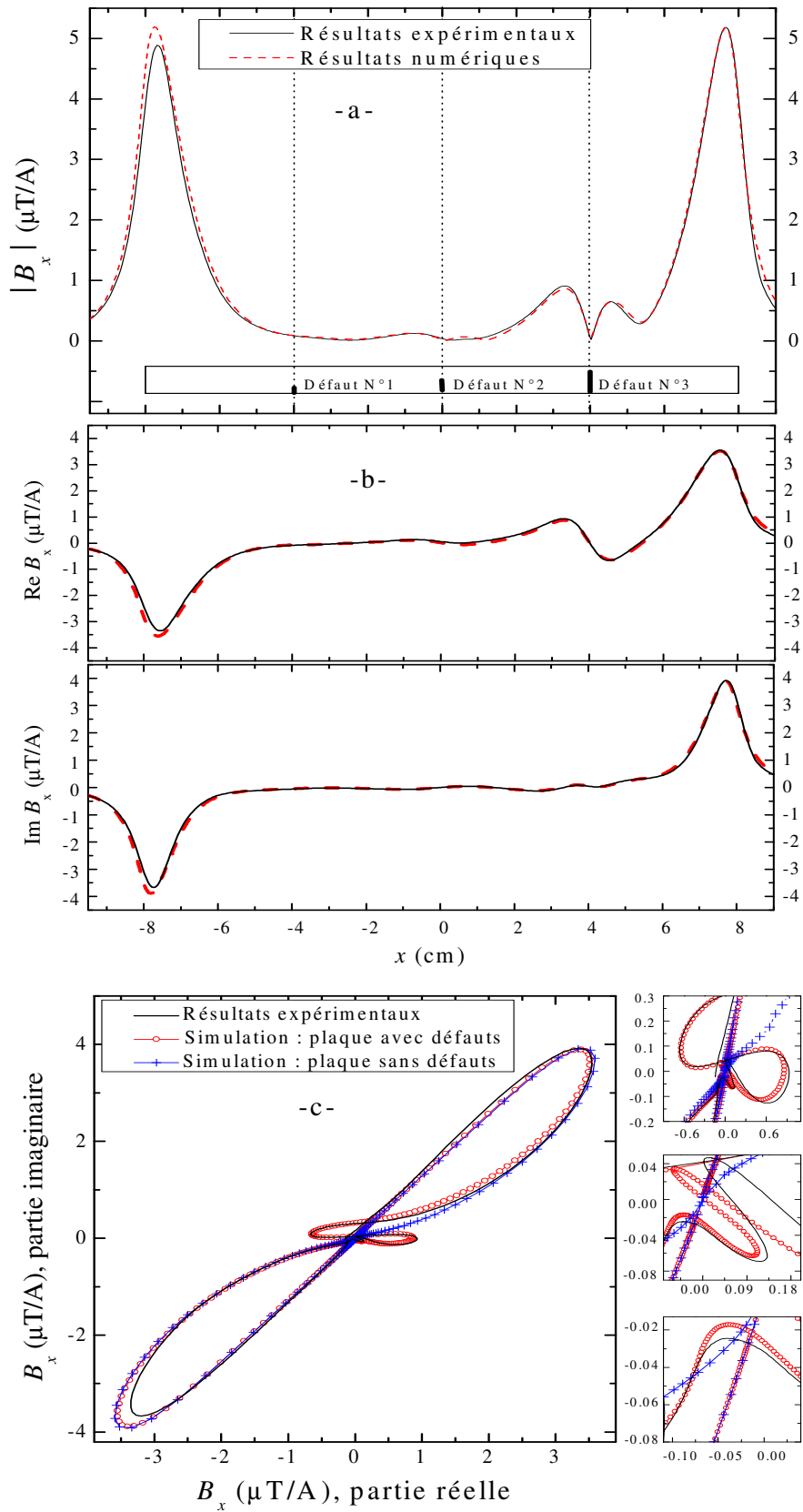


Figure 2.7 : Comparaison des résultats de simulation et de mesure -a- le module du champ ( $B_x$ ) -b- partie réelle et imaginaire du champ ( $B_x$ ) -c- Courbes de Lissajous ( $d = 12$  mm,  $h_{\text{inducteur}} = 1$  mm,  $h_{\text{GMR}} = 2$  mm,  $\sigma = 1.68 \times 10^7$  S/m,  $f_{\text{exc}} = 450$  Hz)

Les résultats présentés ci-dessus montrent la très bonne adéquation entre les mesures et les simulations, tant en terme de variation de phase qu'en terme d'amplitude des composantes en champ détectées. Cependant, nous observons toujours une légère différence entre les courbes numériques et expérimentales. Cette différence est principalement due aux incertitudes sur les paramètres de la mesure et leur écart avec ceux utilisés en simulation. Par exemple, les erreurs sur les paramètres géométriques comme le *lift-off* et la distance capteur-inducteur influent, principalement, sur l'amplitude du signal. Quant aux erreurs sur les propriétés de la cible et en particulier sa conductivité, elles ont un impact sur la phase et l'amplitude du signal.

## 5. Conclusion

Un modèle 3D basé sur la méthode des éléments finis a été implémenté. Une formulation magnétique très séduisante a été utilisée pour modéliser notre système. L'utilisation de cette formulation avec le logiciel COMSOL<sup>®</sup> a permis d'économiser des ressources informatiques en particulier en ce qui concerne le temps de calcul et la mémoire requise pour les simulations.

Ensuite, nous avons cherché à valider notre modèle numérique. Les résultats ont montré la bonne concordance entre les mesures et les simulations, pour la majorité des résultats. Cette validation permet de confirmer l'intérêt et l'exactitude de nos simulations qui seront réalisées par la suite dans cette thèse. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier qualitativement et quantitativement les évolutions des performances de détection de notre système de CND en fonction des différents paramètres d'inspection en rapport avec la cible, l'inducteur et l'élément sensible.

# *Chapitre 3*

## *Analyse et amélioration des performances de détection du système de CND par CF*

### **Sommaire**

---

<b>1. Introduction.....</b>	<b>56</b>
<b>2. Orientation de l'inducteur.....</b>	<b>58</b>
2.1. Inducteur orienté selon l'axe $x$ perpendiculairement au défaut .....	59
2.2. Inducteur orienté selon l'axe $z$ parallèlement au défaut .....	62
<b>3. Fréquence d'excitation .....</b>	<b>63</b>
3.1. Fréquence optimale d'excitation pour la détection de défauts profonds.....	63
3.2. Effet de la fréquence sur le RSB .....	67
<b>4. Analyse des performances du système de détection .....</b>	<b>69</b>
4.1. Influence de la hauteur du défaut .....	69
4.2. Influence de la largeur du défaut.....	71
4.3. Caractérisation des défauts.....	71
<b>5. Étude de la séparabilité des défauts .....</b>	<b>73</b>
5.1. Séparation des défauts proches .....	73
5.2. Etude de linéarité.....	75
5.3. Influence des paramètres du système .....	77
<b>6. Conclusion .....</b>	<b>80</b>

---

## 1. Introduction

L'apport des magnétomètres IGMRM aux systèmes de CND par CF, a été, en partie, analysé dans le chapitre précédent pour la détection à basse fréquence de défauts profonds. Cependant, les performances de détection d'un tel système n'ont pas encore été pleinement étudiées et qualifiées. En effet, plusieurs paramètres doivent être pris en compte pour caractériser et améliorer un système de CND par CF. Ils se répartissent essentiellement en trois catégories :

- **Paramètres liés à la cible** : conductivité électrique ( $\sigma$ ), perméabilité magnétique ( $\mu$ ), géométrie de la cible (taille et forme de la plaque) et du défaut (hauteur, largeur, longueur, orientation),
- **Paramètres liés à l'élément sensible**: propriétés (bruit magnétique, sensibilité et résolution spatiale...) et positionnement du capteur (lift-off, orientation et distance capteur-inducteur),
- **Paramètres liés à l'inducteur** : paramètres électriques (fréquence et amplitude du courant d'excitation), géométries et positionnement de l'inducteur (lift-off, orientation).

La figure 3.1 donne un aperçu général des différentes relations existantes entre ces paramètres et les performances de détection des défauts. Parmi les paramètres présentés, seuls les paramètres liés à l'instrument de détection (capteur et inducteur) peuvent être ajustés afin de réaliser un système capable de détecter des défauts à grande profondeur dans les meilleures conditions de mesures (amplitude du signal détecté, *RSB*, séparabilité des défauts proches). Par exemple, il est possible de positionner l'élément de mesure de telle sorte qu'il soit principalement sensible aux perturbations des courants induits, provoquées par la présence de défauts, sans pour autant être influencé par les phénomènes électromagnétiques liés aux formes de la pièce à inspecter.

La fréquence d'excitation est un paramètre clé qui, comme le montre la figure 3.1, influence l'amplitude de la signature du défaut, le *RSB* et la capacité de notre dispositif à distinguer des défauts voisins. Le choix de la fréquence sera donc étudié et analysé en fonction des différents paramètres essentiellement liés à la cible (épaisseur du matériau, conductivité électrique) et aux défauts recherchés (hauteur du défaut).

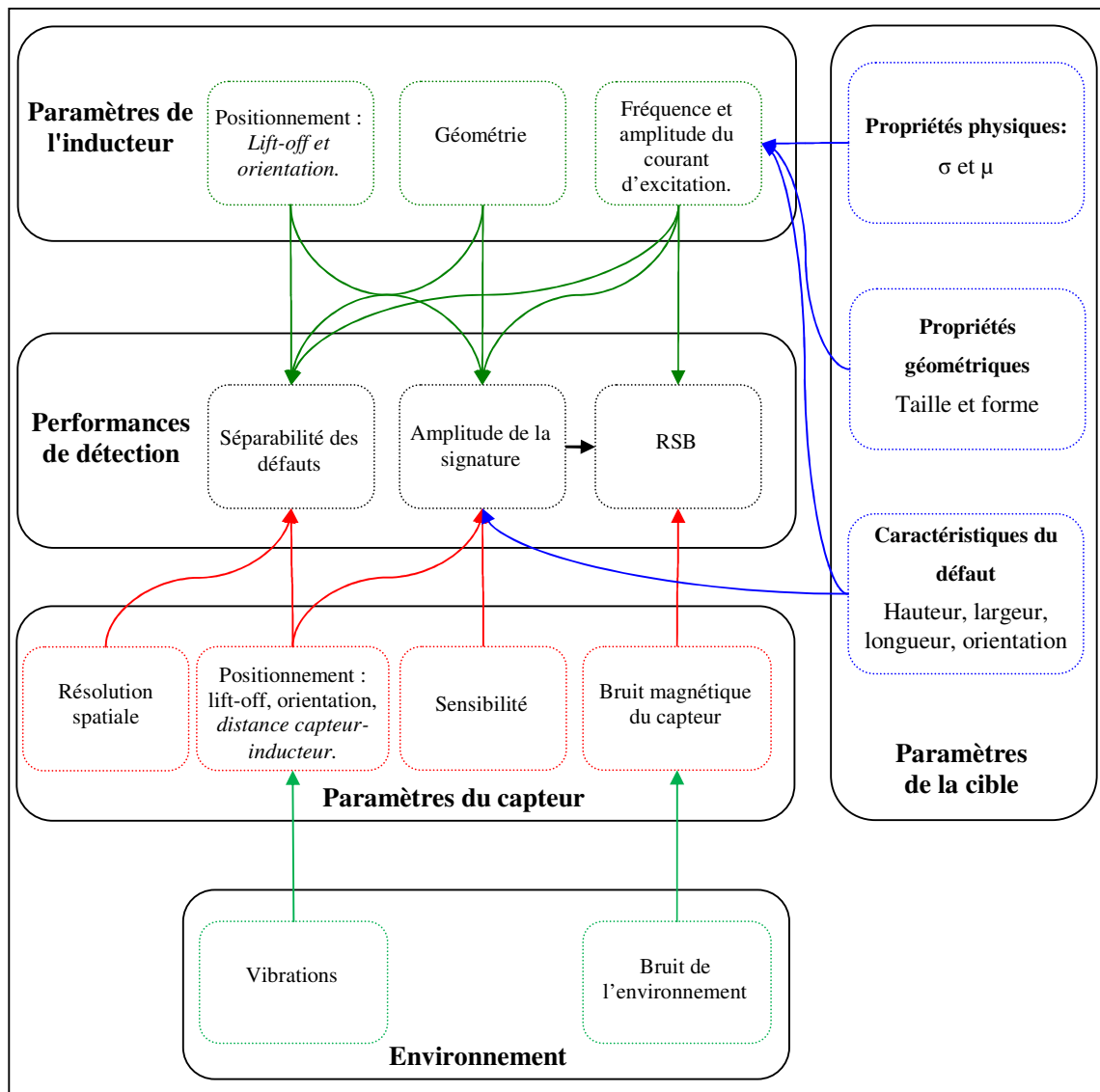


Figure 3.1 : Présentation des principales relations apparaissant entre les différents paramètres d'un système de CND par CF

Dans ce chapitre, nous utiliserons les outils de simulation en 3-D pour optimiser certains des paramètres du système de contrôle développé. La section 3 sera dédiée à l'étude de l'influence de la fréquence d'excitation sur les performances de détection. Le choix de la fréquence en fonction des paramètres du problème sera aussi étudié. Cette analyse prendra en compte la variabilité de la taille du défaut et du lift-off du magnétomètre. Dans la même section, nous examinerons les possibilités de localisation des défauts dans la profondeur du matériau et donnerons des éléments qui pourront ensuite être utilisés pour la caractérisation des défauts par des méthodes inverses. Finalement, la capacité du système d'inspection à séparer des défauts proches sera examinée en lien avec la problématique de détection de défauts profonds.

## 2. Orientation de l'inducteur

L'objectif de cette section est d'évaluer la configuration d'inspection la plus avantageuse dans une problématique de détection de fissures profondes et non débouchantes. Les études présentées s'appuient sur des simulations qui ont été effectuées sur deux cales semblables à celles décrites dans le chapitre 2, l'une est sans défaut tandis que l'autre comporte un unique défaut centré. Ces modélisations permettent d'évaluer l'amplitude du signal magnétique utile,  $|\Delta B_i|$ , induit par la présence d'un défaut. La signature magnétique de ce dernier s'exprime alors :

$$|\Delta B_i(f, x, d)| = |B_{i,défaut}(f, x, d) - B_{i,0}(f, x, d)| \quad \text{Eq. 3.1}$$

où  $B_{i,0}$  et  $B_{i,défaut}$  sont, respectivement, l'induction magnétique détectée par le magnétomètre, sur la cale saine et sur la cale comportant un défaut. La signature du défaut dépend entre autres, de  $d$ , la distance entre l'inducteur et le capteur, et de  $x$ , la position du capteur selon l'axe  $x$  par rapport au centre de la plaque (figure 3.2). La signature possède un maximum  $|\Delta B_i|_{\max}$  en fonction de  $x$  et  $d$ . Il y a donc une position optimale du magnétomètre par rapport à l'inducteur, notée :

$$|\Delta B_i(f)|_{\max} = \max_x |\Delta B_i(f, x, d)|. \quad \text{Eq. 3.2}$$

L'amplitude  $|\Delta B_i|_{\max}$  ainsi que ses conditions d'obtention changent en fonction de la configuration d'inspection envisagée et du choix des différents paramètres du système. L'optimisation d'un système de détection ne doit pas être réduite à la recherche de  $|\Delta B_i|_{\max}$ . L'obtention de la signature maximale doit être examinée conjointement avec l'amplitude du signal mesurée en l'absence de défaut  $|B_{i,0}|$  qui correspond au couplage direct résultant du champ généré par l'inducteur et par la présence du matériau conducteur inspecté. En effet, lorsque l'amplitude  $|B_{i,0}|$  est forte, le rapport  $|\Delta B_i|_{\max} / |B_{i,0}|$  est faible. La signature du défaut est donc difficile à extraire de la mesure du champ. Dans ce cas, une bonne partie de la dynamique du magnétomètre est alors consacrée à mesurer  $|B_{i,0}|$  et peut donc être considérée comme perdue pour la mesure du signal utile (chapitre 1 §2.3, figure 1.3). Un second aspect à prendre en compte est l'effet des variations de la hauteur de l'inducteur ou du magnétomètre, qui entraînent des variations du champ d'aveuglement c'est à dire du couplage direct. Les variations de  $|B_{i,0}|$  provoquent alors des fluctuations qui ajoutées au bruit du système, réduisent la dynamique de détection. La détection des petits défauts enfouis est alors plus difficile.

Par la suite, nous examinerons deux orientations possibles de l'inducteur par rapport au défaut :

- Orientation de l'inducteur perpendiculairement au défaut selon l'axe  $x$  (figure 3.2-a),
- orientation de l'inducteur parallèlement au défaut selon l'axe  $z$  (figure 3.2-b).

Pour chaque orientation de l'inducteur, le magnétomètre peut être positionné pour mesurer l'une des trois composantes du champ magnétique suivant les axes du repère  $(Oxyz)$ . Pour chacune des six configurations, nous avons cherché les coordonnées  $x$  et  $d$  du magnétomètre qui permettent d'obtenir  $|\Delta B_i|_{\max}$ . A cette position dite « optimale », la signature induite par le défaut est maximale pour un lift-off et une fréquence donnés.

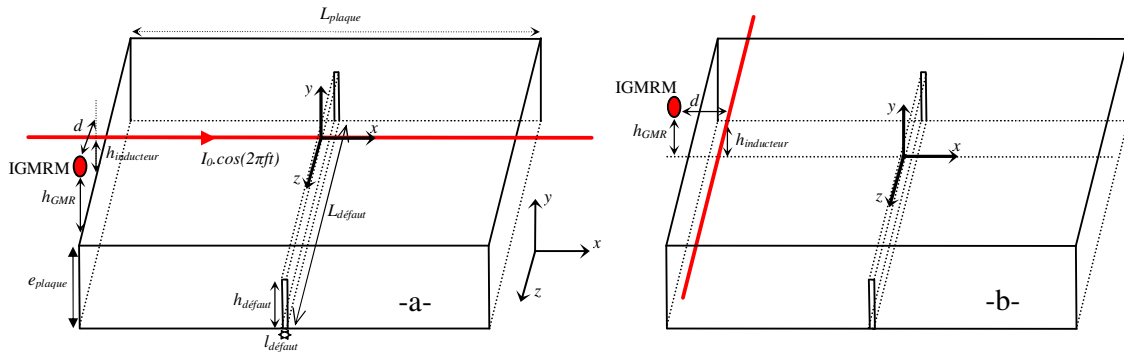


Figure 3.2 : Présentation des deux configurations de mesure étudiées pour une cale possédant un seul défaut centré. ( $L_{\text{plaque}} = 16 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{plaque}} = 5 \text{ cm}$ ,  $e_{\text{plaque}} = 1 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{defaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{defaut}} = 50 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{defaut}} = 2 \text{ mm}$ ,  $\sigma \approx 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ )

Par la suite, les simulations ont été réalisées, pour des fissures profondes possédant une largeur de 0,5 mm et une hauteur de 2 mm.

## 2.1. Inducteur orienté selon l'axe $x$ perpendiculairement au défaut

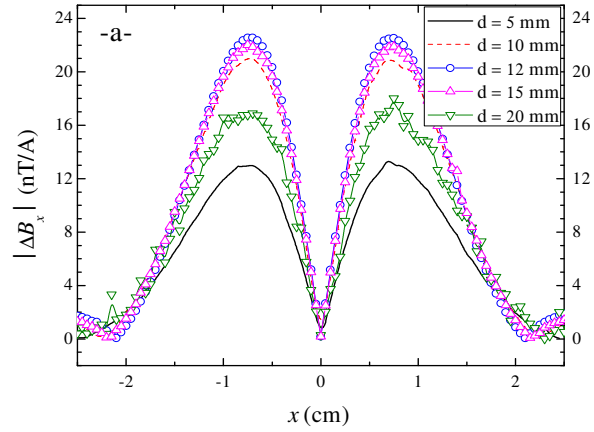
La géométrie de la configuration étudiée est représentée sur la figure 3.2-a. L'évolution de  $|\Delta B_i|$  en fonction de  $x$  (position du capteur selon l'axe  $x$  par rapport au centre de la plaque : défaut placé en  $x = 0$ ) et  $d$  (distance entre le capteur et l'inducteur selon l'axe  $z$ ), est reportée sur la figure 3.3 pour les trois composantes de l'induction magnétique  $B_x$ ,  $B_y$  et  $B_z$ . Le signal  $|\Delta B_x|$  atteint une valeur maximum pour une distance  $d$  optimale de l'ordre de 12 mm et une position  $x$  de 8 mm. Quant au signal  $|\Delta B_y|$ , il est maximum à l'aplomb du défaut ( $x = 0$ ) pour une distance  $d$  d'environ 12 mm.

Les résultats des simulations présentés en figure 3.3 montrent qu'il est plus ou moins

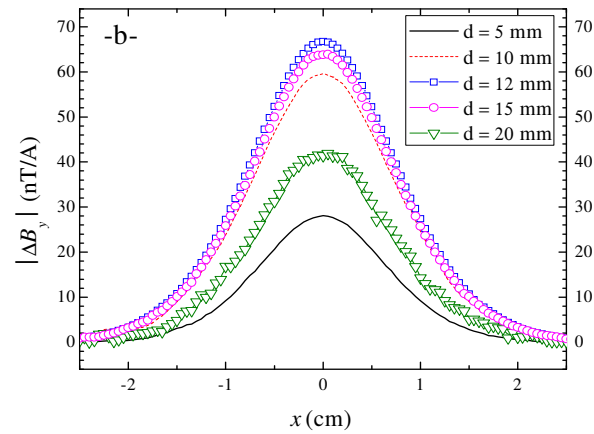


avantageux de détecter le champ magnétique selon l'une ou l'autre de ses composantes. La détection des composantes en champ  $B_y$  et  $B_z$  présente l'avantage d'avoir le plus fort  $|\Delta B_i|_{\max}$  et une signature  $|\Delta B_y|$  et  $|\Delta B_z|$  homopolaire. Cependant, la mesure de ces dernières s'effectue sous un fort champ d'aveuglement. Dans les deux cas, la détection de la signature du défaut est donc moins performante d'autant plus qu'une part importante de la dynamique du magnétomètre est perdue. Comparée à  $|\Delta B_y|$  et  $|\Delta B_z|$ , la composante en champ,  $|\Delta B_x|$ , présente un maximum plus faible et une signature bipolaire. Cependant, cette configuration présente l'avantage d'avoir un champ d'aveuglement  $|B_{x,0}|$  quasi nul permettant ainsi d'utiliser toute la dynamique du magnétomètre pour la détection du défaut.

$ \Delta B_x _{\max}$	22,5 nT/A
$ B_{x,0} $	$\approx 1$ nT
Perte de dynamique	$\approx 7$ dB



$ \Delta B_y _{\max}$	66,5 nT/A
$ B_{y,0} $	11 $\mu$ T/A
Perte de dynamique	88 dB



$ \Delta B_z _{\max}$	45 nT/A
$ B_{z,0} $	6,2 $\mu$ T/A
Perte de dynamique	83 dB

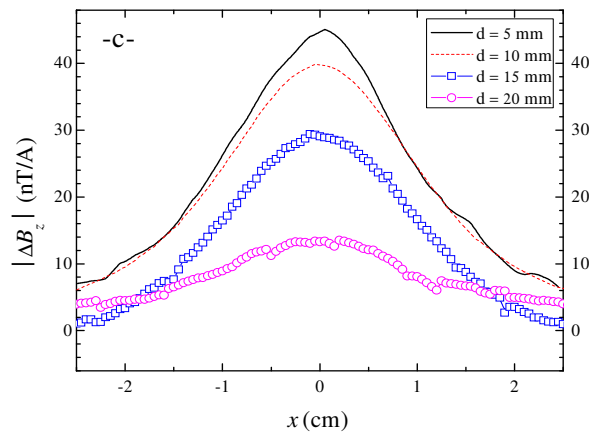
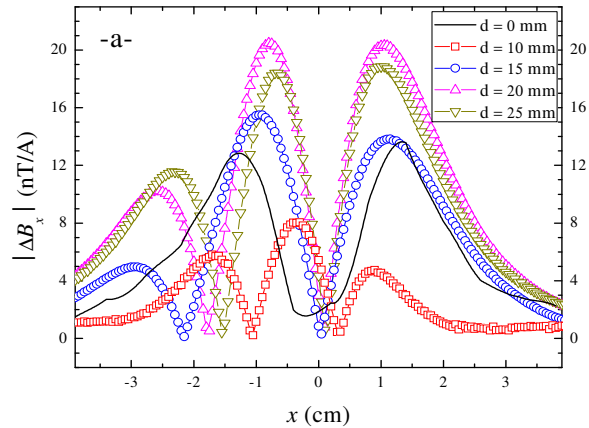


Figure 3.3 : Evolution des signaux  $|\Delta B_x|$ ,  $|\Delta B_y|$  et  $|\Delta B_z|$ , respectivement a), b) et c), en fonction de la position du magnétomètre selon l'axe  $x$  et pour différentes valeurs de distance  $d$  selon l'axe  $z$  par rapport à l'inducteur ( $h_{\text{inducteur}} = 1$  mm,  $h_{\text{GMR}} = 2$  mm,  $f_{\text{exc}} = 450$  Hz,  $h_{\text{défaut}} = 2$  mm,  $l_{\text{défaut}} = 0,5$  mm,  $L_{\text{défaut}} = 50$  mm,  $L_{\text{plaque}} = 16$  cm,  $l_{\text{plaque}} = 5$  cm,  $e_{\text{plaque}} = 1$  cm,  $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S/m).

## 2.2. Inducteur orienté selon l'axe z parallèlement au défaut

Nous considérons à présent l'inducteur orienté suivant l'axe z comme représenté sur la figure 3.2-b. L'évolution de  $|\Delta B_x|$  et de  $|\Delta B_y|$  en fonction de la position du magnétomètre, est reportée sur la figure 3.4. Pour cette orientation d'inducteur,  $|\Delta B_z|$  est toujours nul quels que soient les coordonnées  $x$  et  $d$  du magnétomètre.

$ \Delta B_x _{\max}$	20 nT/A
$ B_{x,0} $	1,3 $\mu$ T/A
Perte de dynamique	69 dB



$ \Delta B_y _{\max}$	27 nT/A
$ B_{y,0} $	3,3 $\mu$ T/A
Perte de dynamique	78 dB

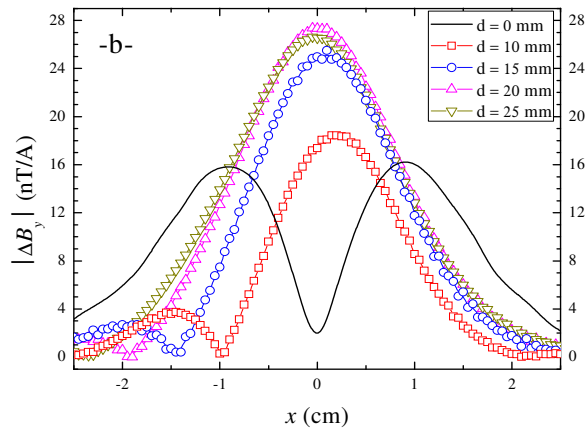


Figure 3.4 : Evolution des signaux  $|\Delta B_x|$  et  $|\Delta B_y|$ , respectivement, a) et b), en fonction de la position du magnétomètre selon l'axe  $x$  et pour différentes valeurs de distance  $d$  selon l'axe  $z$  par rapport à l'inducteur ( $h_{\text{inducteur}} = 1$  mm,  $h_{\text{GMR}} = 2$  mm,  $f_{\text{exc}} = 450$  Hz,  $h_{\text{défaut}} = 2$  mm,  $l_{\text{défaut}} = 0,5$  mm,  $L_{\text{défaut}} = 50$  mm,  $L_{\text{plaque}} = 16$  cm,  $l_{\text{plaque}} = 5$  cm,  $e_{\text{plaque}} = 1$  cm,  $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S/m).

La figure 3.4 montre que pour les composantes du champ  $B_x$  et  $B_y$ , il existe une distance optimale différente qui permet d'obtenir un signal maximum induit par le défaut. Les deux configurations présentées ci-dessus, permettent d'obtenir un signal maximum de l'ordre d'une vingtaine de nT/A. Dans ces deux cas, le champ d'aveuglement entraîne une perte de dynamique de mesure supérieure à 69 dB.

En comparant les six configurations que nous avons étudiées, nous constatons que mesurer la composante en champ,  $B_x$ , avec un inducteur orienté suivant l'axe  $x$  (figure 3.3-a) offre un bon compromis. La signature maximale du défaut est du même ordre de grandeur que dans les autres cas, mais le champ  $B_{x,0}$  mesuré sans défaut est nul, permettant ainsi la détection du défaut dans toute la dynamique offerte par la chaîne de détection. Dans la suite de ce chapitre, nous adopterons cette configuration. Lors des balayages d'inspection, le magnétomètre sera fixé à la distance  $d$  optimale de 12 mm.

### 3. Fréquence d'excitation

Une des préoccupations majeures du CND par Courants de Foucault consiste à induire une densité de courant la plus élevée possible dans la zone inspectée. Cela facilite la détection car l'augmentation du courant induit au voisinage du défaut augmente sa signature magnétique. Pour détecter des défauts enfouis, il faut considérer la décroissance des courants induits dans l'épaisseur du conducteur. Cette décroissance est généralement caractérisée par l'épaisseur de peau  $\delta$ , décrit par l'équation 1.1. D'après cette équation, la fréquence d'excitation ne doit pas être trop importante, pour obtenir une densité de courant induit suffisamment élevée au niveau du défaut enfoui.

Par la suite les grandeurs mesurées, comme  $|\Delta B_x|_{\max}$  et le  $RSB$ , ont été normalisées par rapport à leurs valeurs maximales.

#### 3.1. Fréquence optimale d'excitation pour la détection de défauts profonds

Pour préciser le rôle de la fréquence sur la détection de défaut profond, nous avons simulé son influence sur l'amplitude de la signature magnétique d'un défaut ayant une hauteur de 1 mm et débouchant à l'opposé de la surface d'inspection d'une plaque d'épaisseur 10 mm. La géométrie et les propriétés du dispositif sont semblables à celles de la figure 3.2-a.

La figure 3.5 présente l'évolution de la valeur normalisée du signal  $|\Delta B_x|_{\max}$  en fonction de la fréquence d'excitation. La fréquence varie de quelques dizaines d'Hz à quelques kHz. Nous remarquons l'existence d'une fréquence optimale qui donne la meilleure signature du défaut.

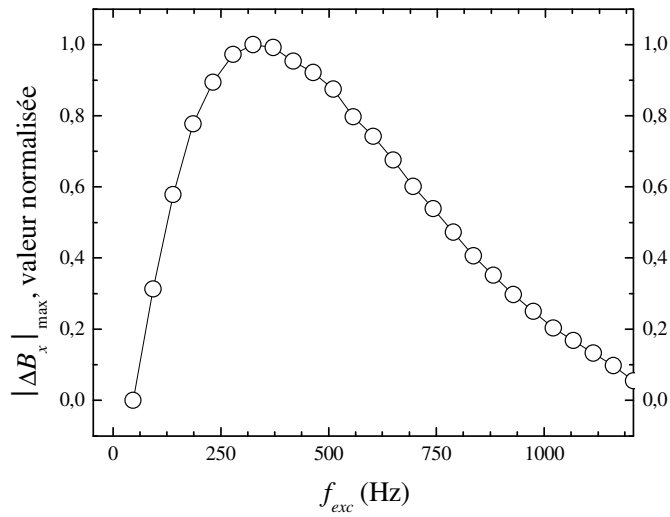


Figure 3.5 : Evolution du signal normalisé  $|\Delta B_x|_{\max}$  en fonction de la fréquence d'excitation du courant dans l'inducteur ( $d = 12 \text{ mm}$ ,  $x = 8 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 2 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 1 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 50 \text{ mm}$   $\sigma = 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ ).

Nous avons étudié l'effet de la conductivité électrique de la plaque ( $\sigma$ ) sur cette fréquence optimale. La figure 3.6 donne les variations de la valeur normalisée de l'amplitude du signal détecté,  $|\Delta B_x|$ , en fonction de la profondeur de pénétration  $\delta$ , pour différentes valeurs de conductivité électrique de la plaque.

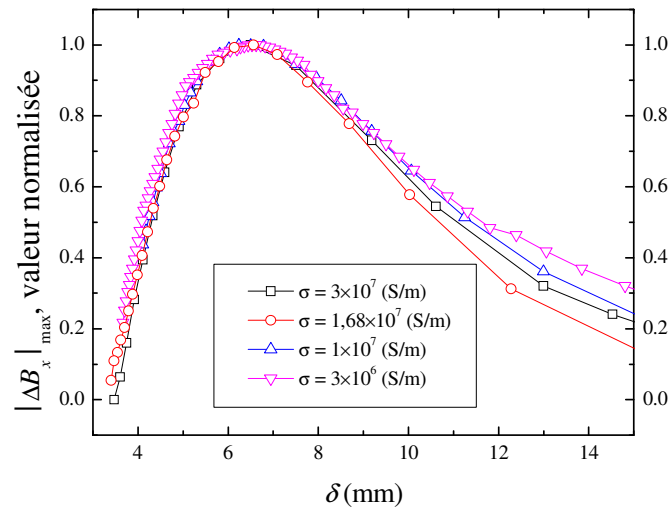


Figure 3.6 : Evolution du signal normalisé  $|\Delta B_x|_{\max}$  en fonction de la fréquence d'excitation, pour différentes valeurs de la conductivité électrique de la plaque ( $d = 12 \text{ mm}$ ,  $x = 8 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 2 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 2 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 50 \text{ mm}$ ,  $e_{\text{plaque}} = 10 \text{ mm}$ ).

Une remarque importante peut être faite par l'observation des courbes de la figure 3.6. En effet, pour une plaque d'épaisseur de 10 mm et une conductivité électrique allant de  $0,3 \times 10^7$  à

$3 \times 10^7$  S/m, l'amplitude du signal détecté est maximale lorsque la profondeur de pénétration ( $\delta$ ) atteint une valeur optimale égale à environ 6.5 mm. Par conséquent, il existe une fréquence d'excitation optimale,  $f_{opt}$ , liée à la conductivité de la plaque. Pour notre cale d'aluminium ( $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S / m,  $t_{plate} = 10$  mm), cette fréquence optimale se situe autour de 325 Hz.

### 3.1.1. Effet de la hauteur du défaut sur la fréquence optimale

Pour évaluer l'effet de la hauteur du défaut sur la fréquence optimale, nous avons représenté sur la figure 3.7 les variations de  $|\Delta B_x|_{max}$  en fonction de  $f_{exc}$  pour plusieurs hauteurs de défauts,  $h_{défaut}$ . La largeur des défauts est de 0,5 mm et l'épaisseur de la plaque est de 10 mm.

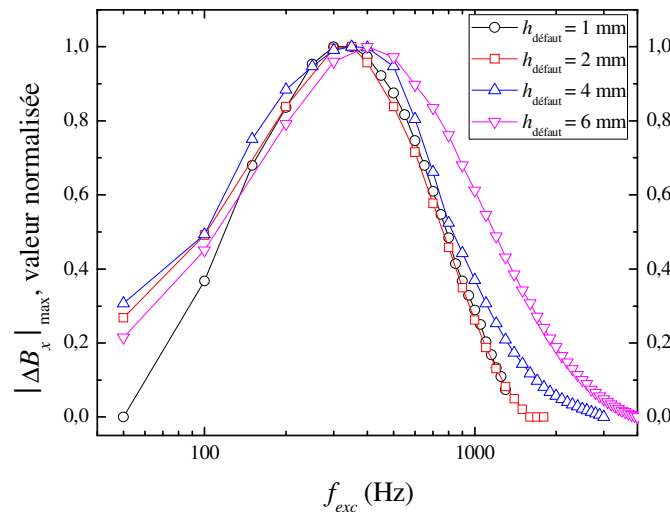


Figure 3.7 : Evolution du signal normalisé  $|\Delta B_x|_{max}$  en fonction de la fréquence, pour différentes hauteurs de défauts ( $d = 12$  mm,  $x = 8$  mm,  $h_{inducteur} = 1$  mm,  $h_{GMR} = 2$  mm,  $l_{défaut} = 0,5$  mm,  $L_{défaut} = 50$  mm,  $e_{plaque} = 10$  mm,  $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S/m).

Les résultats montrent que la fréquence optimale varie dans une gamme comprise entre 300 Hz et 400 Hz. Cette fréquence optimale de détection semble relativement indépendante de la hauteur du défaut. Ainsi que, pour une plaque d'épaisseur donnée, il existe une fréquence optimale pour la détection des défauts profonds.

### 3.1.2. Effet de l'épaisseur de la plaque sur la fréquence optimale

Dans cette section, la fréquence d'excitation optimale a été examinée par rapport à l'épaisseur de la plaque ( $e_{plaque}$ ). Ici, la conductivité électrique plaque est de  $1,68 \times 10^7$  S/m et la hauteur du défaut centrée est fixé à 10% de  $e_{plaque}$ . La largeur de la fissure et la longueur ont

été maintenues constantes à 0,5 mm et 50 mm, respectivement. Comme indiqué dans la figure 3.8-a, la fréquence d'excitation optimale qui maximise le signal induit mesuré,  $|\Delta B_x|$ , varie avec l'épaisseur de la plaque.

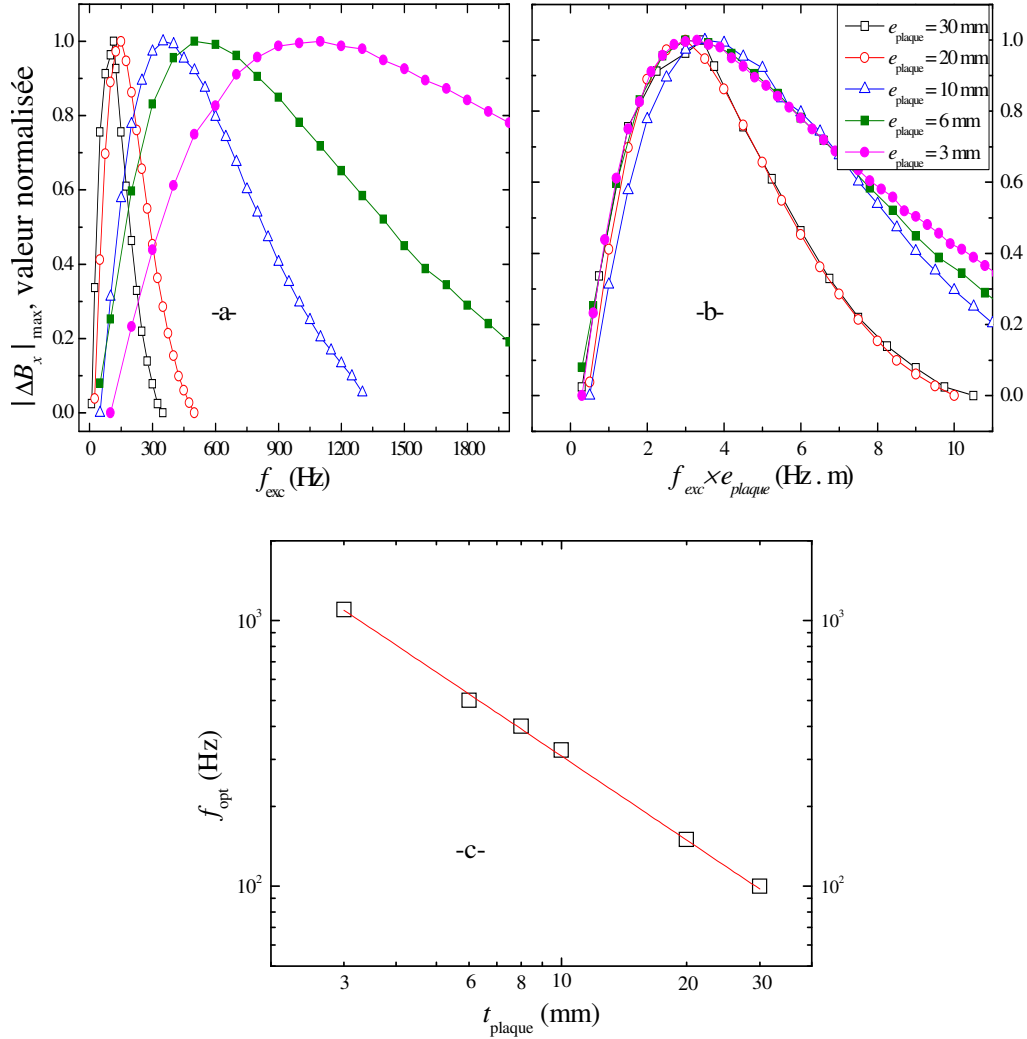


Figure 3.8 : -a- et -b- Evolution du signal normalisé  $|\Delta B_x|_{\max}$  en fonction de la fréquence, pour différentes épaisseurs de la plaque. -c- Relation entre la fréquence optimale  $f_{opt}$  et l'épaisseur de la plaque ( $d = 12$  mm,  $x = 8$  mm,  $h_{inducteur} = 1$  mm,  $h_{GMR} = 2$  mm,  $l_{défaut} = 0,5$  mm,  $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S/m,  $L_{défaut} = 50$  mm,  $h_{défaut} = 10\%$  de l'épaisseur de la plaque).

Dans un problème de CND par CF où il s'agit de détecter des défauts à grande profondeur, la fréquence d'excitation est généralement choisie pour obtenir une profondeur de pénétration,  $\delta$ , égale à la profondeur du défaut enfoui dans la plaque. La valeur de cette fréquence peut être donc donnée par :

$$f_{opt} \approx \frac{cste}{e_{plaque}}. \quad \text{Eq. 3.3}$$

Cependant, les résultats des simulations montrent que le maximum de  $|\Delta B_x|_{\max}$  est obtenu, dans les différentes configurations étudiées (cf. figure 3.8-b), pour un même produit (fréquence  $\times$  épaisseur). Nous en déduisons donc que la fréquence optimale est inversement proportionnelle à l'épaisseur de la plaque (cf. figure 3.8-c) et cela, contrairement à l'estimation initiale communément retenue. La fréquence optimale peut être donc donnée par :

$$f_{opt} \approx \frac{cste}{e_{plaque}}. \quad \text{Eq. 3.4}$$

### 3.1.3. Conclusion

L'analyse effectuée a montré l'existence d'une fréquence optimale qui permet d'augmenter l'amplitude du signal induit par la présence d'un défaut profond. Cette fréquence optimale d'excitation dépend essentiellement de l'épaisseur et de la conductivité de la plaque. L'existence d'une fréquence optimale pour la détection des défauts enfouis peut être expliquée par de simples considérations liées à la distribution et à l'amplitude du courant induit dans la plaque. D'une part, avec l'augmentation de la fréquence, les courants adoptent une distribution qui se densifie vers la surface du matériau. D'autre part, d'après la loi de Faraday, l'amplitude des courants dans la plaque augmente avec la fréquence. Dans la profondeur du matériau, ces deux effets fonctionnant en sens opposés expliquent l'existence d'une fréquence intermédiaire qui maximise les courants dans la région du défaut et donc la signature magnétique induite par ce dernier.

## 3.2. Effet de la fréquence sur le RSB

Nous présentons maintenant l'influence de la fréquence d'excitation sur le *RSB* d'un défaut. Le *RSB* est un paramètre primordial à examiner dans toutes les problématiques de détection. Dans le cadre de notre étude, le *RSB* se détermine avec la formule suivante :

$$RSB|_{dB} = 20 \text{Log} \left( \frac{|\Delta B_x|_{\max}}{b_n} \right), \quad \text{Eq. 3.5}$$

où  $b_n$  est la densité spectrale de bruit magnétique équivalent ramené en entrée de la chaîne de détection dans l'environnement magnétique de la mesure (au mieux égal au bruit intrinsèque du capteur) et dans la bande passante de post détection considérée (détection synchrone + filtre passe bas).



Le magnétomètre GMR utilisé dans notre dispositif possède une densité spectrale de bruit qui varie en  $1/f$  en dessous de 1 kHz. Au delà de cette fréquence son bruit est blanc. Pour calculer le  $RSB$  à des fréquences d'excitation inférieures au 1 kHz, nous devons donc prendre en compte cette dépendance. Pour une Bande Passante ( $BP$ ) de post de détection, la densité spectrale de bruit est le bruit équivalent dans une bande de fréquence de  $2 \cdot BP$  autour de la fréquence d'excitation. Elle est donnée par :

$$b_n = b_{n,capt} \times \sqrt{\frac{\pi 2 BP}{2}}, \quad \text{Eq. 3.6}$$

où  $b_{n,capt}$  est la densité spectrale de bruit du magnétomètre pour des fréquences d'excitation inférieures à 1 kHz (voir chapitre 1, tableau 1.5). En considérant une Bande Passante ( $BP$ ) de 1 Hz, la valeur efficace de  $b_n$  est égale à :

$$b_n = \frac{5}{\sqrt{f_{exc}}} \times \sqrt{\pi} \text{ nT}_{\text{eff}}. \quad \text{Eq. 3.7}$$

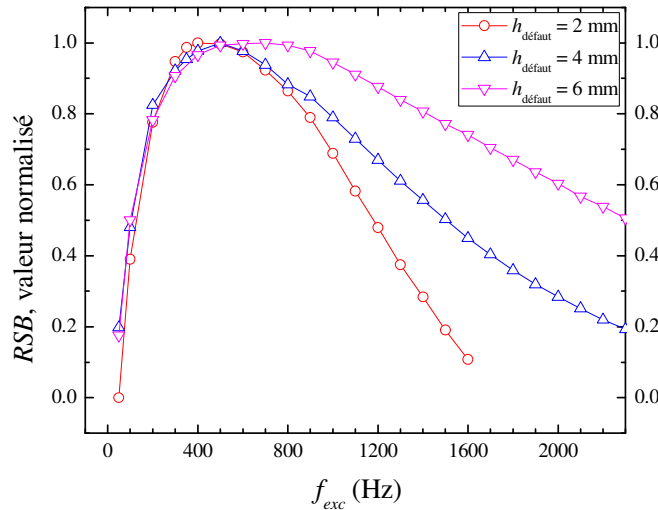


Figure 3.9 : Evolution en fonction de la fréquence d'excitation et pour différentes hauteurs du défaut, du RSB normalisé, ( $d = 12 \text{ mm}$ ,  $x = 8 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 2 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 50 \text{ mm}$ ,  $\sigma = 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ )

Nous avons reporté sur la figure 3.9 les variations du  $RSB$  en fonction de la fréquence d'excitation pour plusieurs hauteurs de défauts. Nous constatons que le  $RSB$  possède un maximum en fonction de  $f_{exc}$ . La valeur optimale de la fréquence appartient à une gamme comprise entre 400 Hz et 700 Hz pour des défauts de hauteur variant entre 1 mm et 6 mm. Ces résultats montrent que la fréquence qui optimise l'amplitude de la signature du défaut,  $|\Delta B_x|_{\text{max}}$ , n'est pas identique à celle qui optimise le  $RSB$ . En outre, plus la taille du défaut est

grande (plus celui-ci se rapproche de la surface), plus la gamme de fréquences offrant un bon *RSB* est large. L'élargissement de cette gamme de fréquence s'explique par la décroissance du courant près du défaut due à l'effet de peau dans les matériaux conducteurs.

## 4. Analyse des performances du système de détection

Dans cette section, les propriétés de notre système de CND sont analysées pour déterminer ses capacités de détection par rapport à la taille des défauts ( $h_{\text{défaut}}$  et  $l_{\text{défaut}}$ ). La configuration étudiée est toujours celle de la figure 3.2-a. Le magnétomètre mesure la composante en champ  $B_x$  à la position optimale ( $d = 12$  mm et  $x = 8$  mm) et à la fréquence d'excitation optimale de 325Hz.

### 4.1. Influence de la hauteur du défaut

La figure 3.10 présente l'évolution de  $|\Delta B_x|_{\text{max}}$  en fonction de la hauteur du défaut,  $h_{\text{défaut}}$ , pour une largeur constante de ce dernier ( $l_{\text{défaut}} = 0,5$  mm). Les résultats montrent que les variations de  $|\Delta B_x|_{\text{max}}$  sont portées par deux droites principales. Le niveau de bruit équivalent en champ du magnétomètre à la fréquence d'inspection est de  $0,5 \text{ nT}_{\text{eff}}$ , en considérant une électronique de détection avec une bande passante de 1 Hz. Les résultats de simulation montrent qu'il est alors possible de détecter, pour l'exemple étudié, un défaut non débouchant d'une hauteur de plus de  $800 \mu\text{m}$  en négligeant les effets de bords ou parasites. Cela correspond à la détection d'un défaut d'une hauteur inférieure à 10% de l'épaisseur de la plaque.

Le rapport signal à bruit, pour différentes valeurs de la hauteur du défaut et pour un  $h_{\text{GMR}}$  de 2 mm (figure 3.11), en fonction de  $h_{\text{défaut}}$  (donnée en mm) est donné pour un courant d'excitation d'amplitude  $I$  par :

$$SNR \approx 20 \left( 0,87 + 2,49 \text{Log} [h_{\text{défaut}}] - \text{Log} [I] \right) \text{dB} \quad \text{Eq. 3.8}$$

pour des valeurs de  $h_{\text{défaut}}$  plus grandes que 1,1 mm

$$SNR \approx 20 \left( 0,77 + 4,83 \text{Log} [h_{\text{défaut}}] - \text{Log} [I] \right) \text{dB} \quad \text{Eq. 3.9}$$

pour  $h_{\text{défaut}}$  plus petite que 1,1 mm (figure 3.11).

Par comparaison à d'autres systèmes de CND par CF utilisant un IGMRM, notre système offre, en dépit d'un important lift-off du magnétomètre, un bon *RSB* pour la détection aux

basses fréquences de défauts enfouis à grande profondeur.

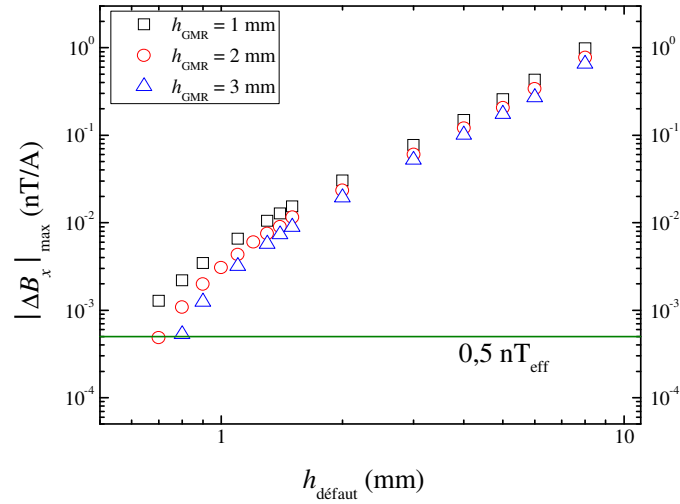


Figure 3.10 : Effet de la hauteur du défaut sur  $|\Delta B_x|_{\max}$  pour différentes valeurs du lift-off du magnétomètre. La valeur efficace de la densité spectrale de bruit magnétique (dans 1 Hz de bande passante) est donnée par la droite horizontale de couleur verte ( $f_{exc} = 325$  Hz,  $d = 12$  mm,  $x = 8$  mm,  $h_{inducteur} = 1$  m,  $l_{défaut} = 0,5$  mm,  $L_{défaut} = 50$  mm,  $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S/m)

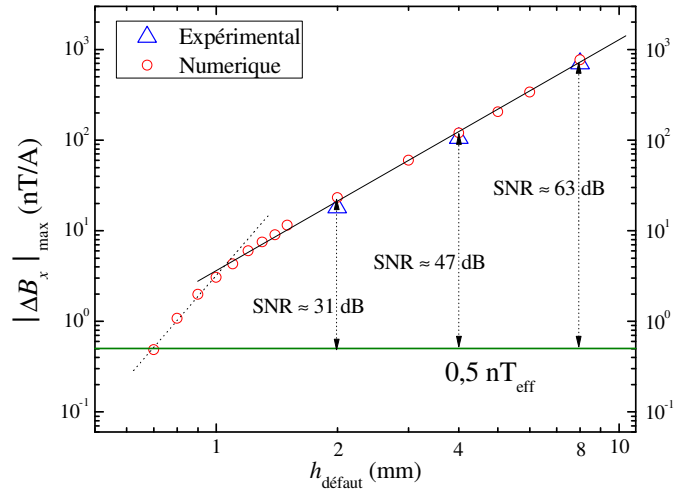


Figure 3.11 : Effet de la hauteur du défaut sur  $|\Delta B_x|_{\max}$ . La valeur efficace de la densité spectrale de bruit magnétique (dans 1 Hz de bande passante) est donnée par la droite horizontale de couleur verte. Les triangles donnent les valeurs expérimentales mesurées. Le RSB respectif est donné pour un courant d'excitation d'amplitude 1 A. ( $f_{exc} = 325$  Hz,  $d = 12$  mm,  $x = 8$  mm,  $h_{inducteur} = 1$  mm,  $h_{capteur} = 2$  mm,  $l_{défaut} = 0,5$  mm,  $L_{défaut} = 50$  mm,  $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S/m)

## 4.2. Influence de la largeur du défaut

L'influence de la largeur du défaut a également été étudiée pour un défaut d'une hauteur de 1 mm. La figure 3.12 montre que l'amplitude du signal détecté est proportionnelle à la largeur du défaut. Notons qu'un défaut de hauteur 1 mm et de largeur environ 100  $\mu\text{m}$  est en théorie détectable pour des lift-off pouvant atteindre 3 mm. D'après les courbes reproduites en figures 10 et 12, le système présenté reste opérationnel malgré des variations importantes du lift-off.

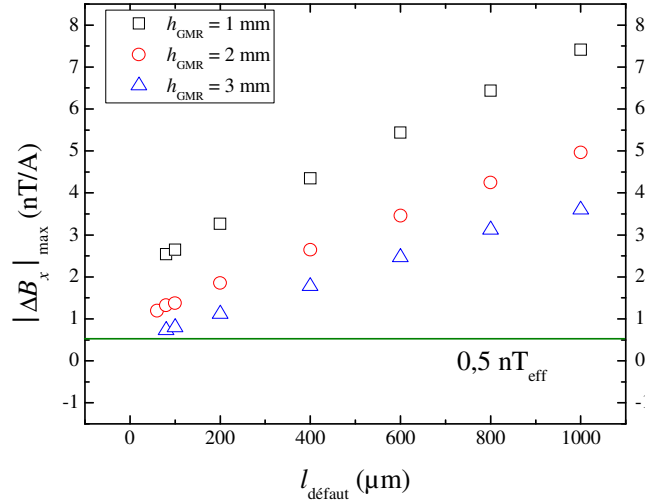


Figure 3.12 : Effet de la largeur du défaut sur  $|\Delta B_x|_{\max}$  pour différentes valeurs du lift-off du magnétomètre. La valeur crête du niveau de bruit magnétique du magnétomètre (dans 1 Hz de bande passante) est donnée par la droite horizontale de couleur verte. ( $f_{exc} = 325 \text{ Hz}$ ,  $d = 12 \text{ mm}$ ,  $x = 8 \text{ mm}$ ,  $h_{inducer} = 1 \text{ mm}$ ,  $\sigma = 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  $L_{défaut} = 50 \text{ mm}$ ,  $h_{défaut} = 1 \text{ mm}$ )

## 4.3. Caractérisation des défauts

Dans cette partie, nous avons étudié la courbe de Lissajous représentant la composante en phase de  $|\Delta B_x|$  en fonction de sa composante en quadrature. Ces courbes ont été obtenues après un balayage à l'aplomb d'un défaut. Les figures 3.13 et 3.14 présentent cette courbe pour différentes dimensions de défauts. Les conditions des simulations sont identiques à celles de la section précédente. L'orientation de la courbe de Lissajous dans le plan complexe est notée  $\alpha$  (figure 3.13). Les résultats de la figure 3.15 montrent clairement que cet angle varie progressivement avec la hauteur du défaut. Notons que, cette phase est relativement constante et indépendante de la largeur du défaut. Les valeurs de cet angle sont reportées en figure 15 en fonction des paramètres caractéristiques du défaut,  $h_{défaut}$  et  $l_{défaut}$ .

Il semble donc possible de construire un abaque permettant de déterminer la profondeur et la largeur du défaut en fonction de l'angle  $\alpha$  mesuré sur la courbe de Lissajous et de l'amplitude maximale.

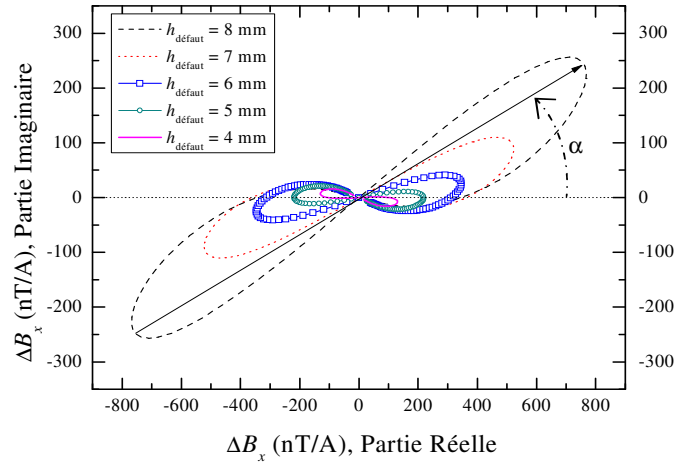


Figure 3.13 : Effet de la hauteur du défaut sur la signature magnétique. L'orientation des courbes de Lissajous dans le plan complexe est notée  $\alpha$ . ( $f_{\text{exc}} = 325$  Hz,  $d = 12$  mm,  $h_{\text{inducteur}} = 1$  mm,  $h_{\text{GMR}} = 2$  mm,  $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S/m,  $L_{\text{defaut}} = 50$  mm,  $l_{\text{defaut}} = 0,5$  mm)

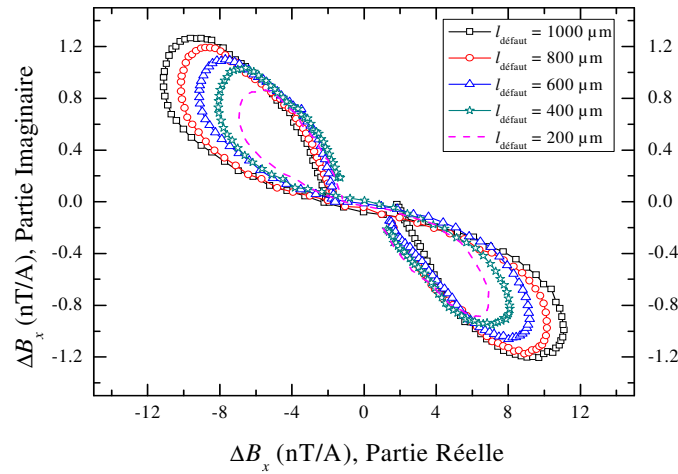


Figure 3.14 : Effet de la largeur du défaut sur la signature magnétique. ( $f_{\text{exc}} = 325$  Hz,  $d = 12$  mm,  $h_{\text{inducteur}} = 1$  mm,  $h_{\text{GMR}} = 2$  mm,  $\sigma = 1,68 \times 10^7$  S/m,  $L_{\text{defaut}} = 50$  mm,  $h_{\text{defaut}} = 1$  mm)

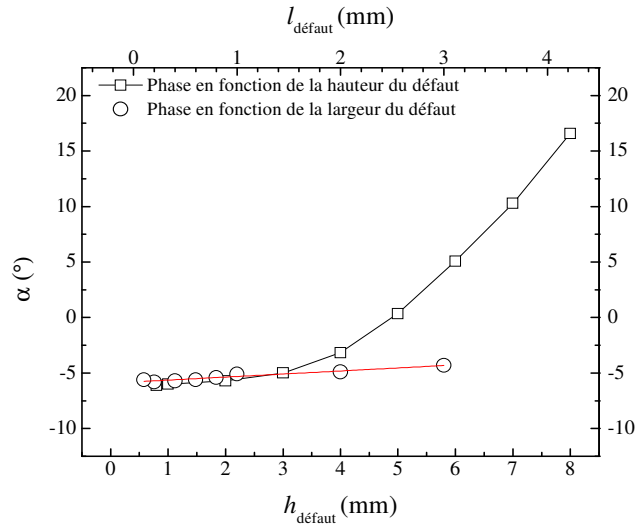


Figure 3.15 : Variation de la phase  $\alpha$  en fonction de la hauteur et de la largeur du défaut.  
 ( $f_{exc} = 325 \text{ Hz}$ ,  $d = 12 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{GMR} = 2 \text{ mm}$ ,  $\sigma = 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  
 $L_{\text{défaut}} = 50 \text{ mm}$ )

## 5. Étude de la séparabilité des défauts

Dans le domaine du CND par courant de Foucault, il est souvent fait abstraction de la capacité des systèmes de détection à distinguer les signatures magnétiques de défauts voisins. Or, le pouvoir séparateur de ces systèmes est une caractéristique importante pour ce type d'analyse. Dans cette section la capacité de séparation des défauts sera déterminée pour notre système et l'influence de différents paramètres sera étudiée.

### 5.1. Séparation des défauts proches

Dans le cas de la mesure de la composante en champ,  $B_x$ , avec un inducteur filaire orienté suivant l'axe  $x$ , la signature magnétique du défaut présente une réponse bipolaire. Afin d'étudier les éléments influençant la capacité de séparation du système, la largeur à mi-hauteur,  $d_{MH}$ , de la réponse a été prise comme paramètre représentatif. La figure 3.16 montre que  $d_{MH}$  est de l'ordre 38 mm pour une cale d'épaisseur 10 mm comportant un unique défaut ( $h_{\text{défaut}} = 2 \text{ mm}$  et  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ).

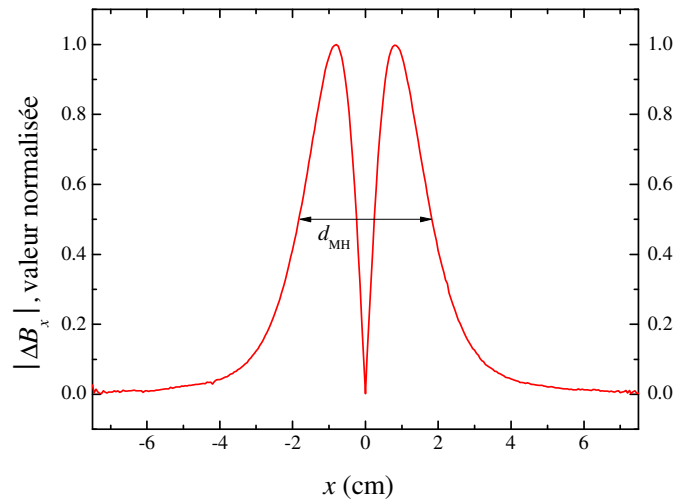


Figure 3.16 : Evolution du signal normalisé  $|\Delta B_x|$  en fonction de la position  $x$  du magnétomètre pour un unique défaut centré dans la plaque.

Pour vérifier la capacité de notre dispositif à distinguer deux défauts proches, nous avons modélisé une cale avec deux défauts identiques séparés d'une distance  $d_0$ . La figure 3.17 présente la géométrie de la plaque et des défauts.

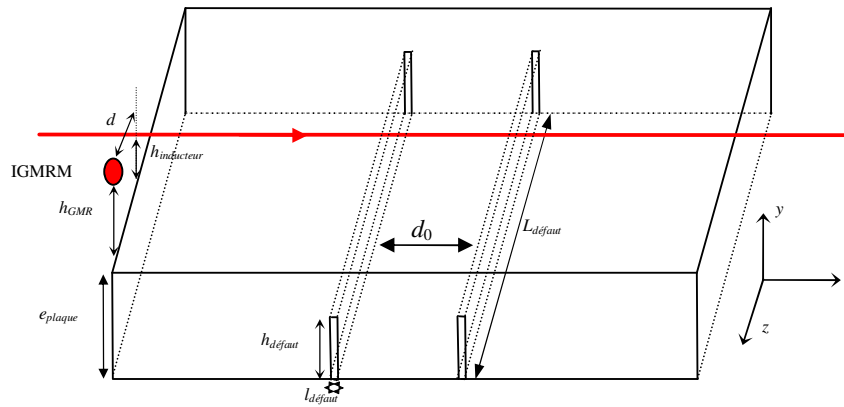


Figure 3.17 : Présentation de la plaque d'aluminium avec deux défauts profonds identiques ( $d = 12$  mm,  $h_{\text{inducteur}} = 1$  mm,  $h_{\text{GMR}} = 2$  mm,  $h_{\text{défaut}} = 2$  mm,  $l_{\text{défaut}} = 0,5$  mm,  $L_{\text{défaut}} = 50$  mm,  $e_{\text{plaque}} = 10$  mm).

La signature magnétique des deux défauts est reportée sur la figure 3.18 pour les cas où ils sont séparés d'une distance  $d_0$ , respectivement, de 38, 20, 19 et 10 mm. Pour  $d_0 = 38$  mm, chaque défaut est bien détectable même si les deux signatures s'influencent mutuellement. Lorsque  $d_0$  diminue, l'amplitude des deux pics centraux décroît et celle des deux pics latéraux augmente. Si l'amplitude de ces pics est inférieure à un certain seuil, il est alors impossible de

savoir si la signature magnétique correspond à un ou plusieurs défauts. D'après les résultats de la figure 3.18, nous pouvons considérer que notre système est capable de distinguer, dans le cas étudié, des défauts profonds espacés d'au moins 19 mm,  $d_{o,m}$ , correspondant à la moitié de la largeur à mi hauteur,  $d_{MH}$ , du signal détectée d'un seul défaut.

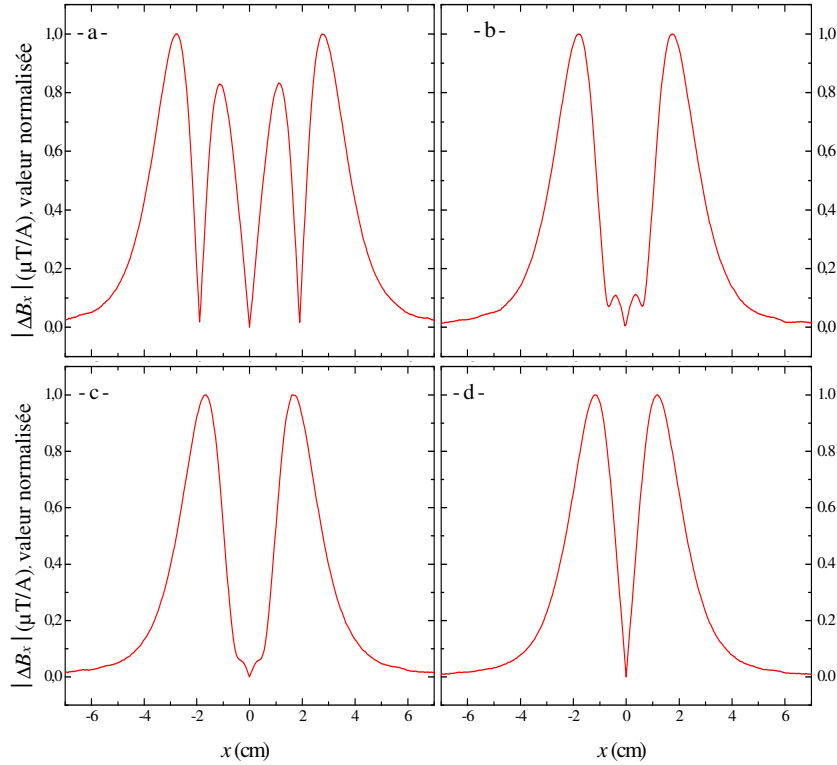


Figure 3.18 : Evolution du signal mesuré pour deux défauts enfouis séparés d'une distance  $d_0$ . Le signal normalisé  $|\Delta B_x|$  est représenté dans quatre cas : a)  $d_0 = 38$  mm, b)  $d_0 = 20$  mm, c)  $d_0 = 19$  mm, d)  $d_0 = 10$  mm ( $h_{\text{inducteur}} = 1$  mm,  $h_{\text{GMR}} = 2$  mm,  $h_{\text{défaut}} = 2$  mm,  $l_{\text{défaut}} = 0,5$  mm,  $f_{\text{exc}} = 325$  Hz,  $d = 12$  mm).

## 5.2. Etude de linéarité

Une série de simulations a été réalisée afin d'analyser l'interaction entre les signaux provoqués par la présence de multiples défauts. Pour des raisons de simplicité, la même configuration que celle de la figure 3.17, avec deux défauts espacés d'une distance  $d_0$ , respectivement, de 30, 20, 10 et 5 mm, a été adoptée.

Sur les figures suivantes sont représentés le module et les courbes de Lissajous du champ détecté pour une cale comportant deux défauts ainsi que la somme des réponses pour des cales comportant chacune un défaut. Les résultats montrent que dans les cas où la distance séparant les deux défauts est supérieure à une distance limite ( $d_0 = 5$  mm), leur signature en terme



d'amplitude et de phase correspond à la combinaison linéaire des réponses de chacun des défauts. Au delà de cette distance limite, qui est inférieure à la distance de séparabilité des défauts,  $d_{0,m}$ , il est intéressant de noter que le théorème de superposition s'applique. Ultérieurement, cet aspect pourra s'avérer très intéressant pour le développement d'un processus inverse de reconstruction.

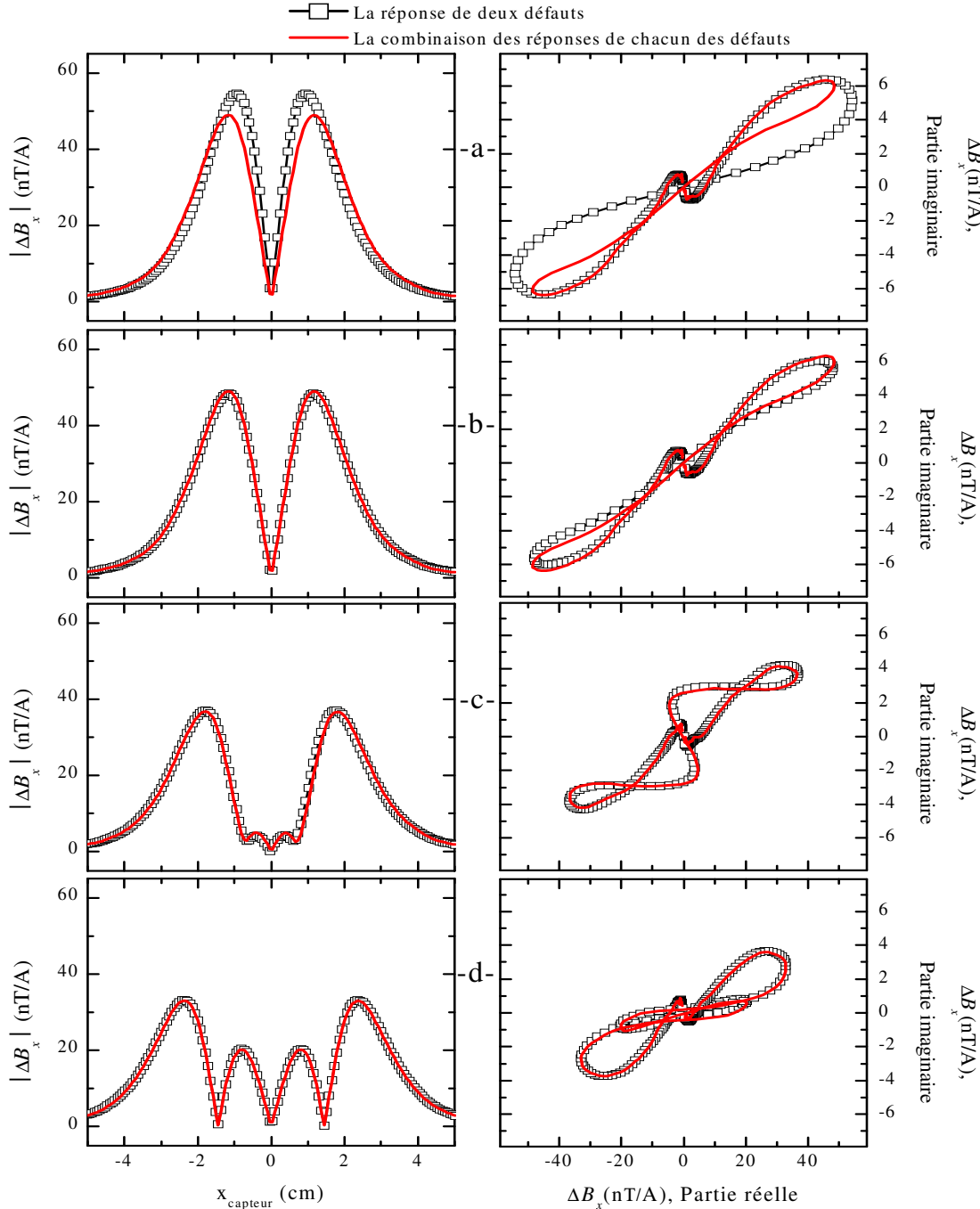


Figure 3.19: Réponse de la signature  $|\Delta B_x|$ , en module et phase du champ, pour une cale présentant deux défauts (courbes en carrée) et la somme de la signature pour deux cales

présentant un défaut (courbes en trait plein) dans quatre cas : a)  $d_0 = 5 \text{ mm}$ , b)  $d_0 = 10 \text{ mm}$ , c)  $d_0 = 20 \text{ mm}$ , d)  $d_0 = 30 \text{ mm}$  ( $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 2 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 2 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $f_{\text{exc}} = 325 \text{ Hz}$ ,  $d = 12 \text{ mm}$ ).

### 5.3. Influence des paramètres du système

La distance minimale de séparabilité ( $d_{0,m}$ ) calculé pour une plaque d'épaisseur 10 mm est relativement grande, bien que le magnétomètre IGMRM puisse être considéré comme un capteur ponctuel ayant une bonne résolution spatiale dans le cadre de ces mesures. En effet, la capacité de séparation d'un système de CND par CF dépend non seulement de la résolution spatiale du capteur mais également des autres paramètres et essentiellement des dimensions de la zone d'inspection et de la distance entre le système d'inspection et le défaut. Dans cette section, l'influence des ces paramètres et de la fréquence d'excitation est étudiée.

#### 5.3.1. Influence de l'épaisseur de la plaque

L'influence de l'épaisseur de la cale est examinée et la variation de la distance,  $d_{0,m}$ , est reportée sur la figure 3.20. Les simulations ont été effectuées sur des plaques d'épaisseurs différentes, comportant deux défauts de même hauteur égale à 20% de l'épaisseur de la plaque (cf. figure 3.17). Les simulations ont été réalisées avec la fréquence optimale,  $f_{\text{opt}}$ , de chaque épaisseur de plaque (voir §3.1.2).

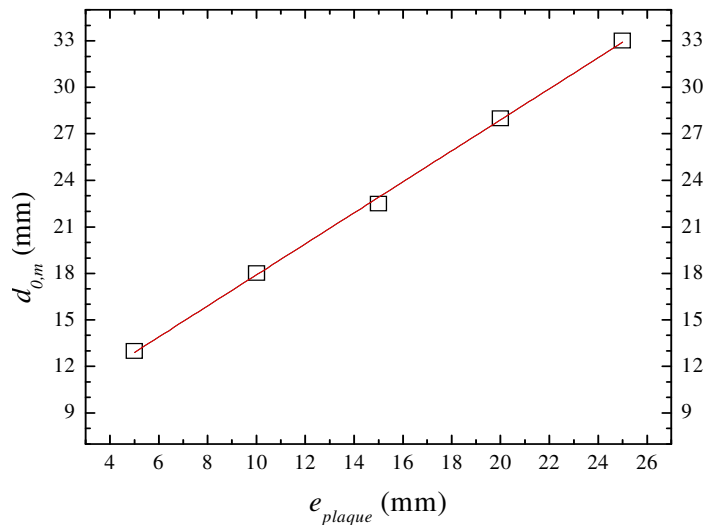


Figure 3.20 : Variation de  $d_{0,m}$  en fonction de l'épaisseur de la plaque ( $d = 12 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 2 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 20\% e_{\text{plaque}}$ ,  $f_{\text{exc}} = f_{\text{opt}}$ ).

Les résultats montrent que  $d_{0,m}$  augmente linéairement avec l'épaisseur de la plaque et est

donnée :

$$d_{0,m} = 7,9 + e_{\text{plaque}} \text{ (mm)} \quad \text{Eq. 3.10}$$

Cette augmentation s'explique par la combinaison de deux effets. D'une part, l'accroissement de l'épaisseur de la plaque induit une diminution de la fréquence optimale d'excitation (voir §3.1.2) ce qui augmente l'étalement des courants induits en profondeur. D'autre part, une épaisseur de plaque plus grande s'accompagne dans cette étude par une augmentation de la distance capteur-défaut et donc par une distribution des lignes de champs utiles plus évasées au niveau du capteur. Dans les sections suivantes, l'influence de ces deux effets sera quantifié séparément en examinant l'influence du lift-off et de la fréquence d'excitation sur la séparabilité des défauts.

### 5.3.2. Influence du lift-off du capteur et de l'inducteur

L'influence du lift-off du capteur et de l'inducteur sur la capacité de séparation de notre système est étudiée. Les résultats sont décrits sur la figure 3.21. Cette étude montre que la valeur de la distance minimale,  $d_{0,m}$ , n'est pas influencée par la variation de la hauteur de l'inducteur. Cependant, elle varie presque linéairement avec la hauteur du capteur. Il est donc souhaitable d'utiliser le capteur à un lift-off le plus petit possible afin d'optimiser la capacité de séparation.

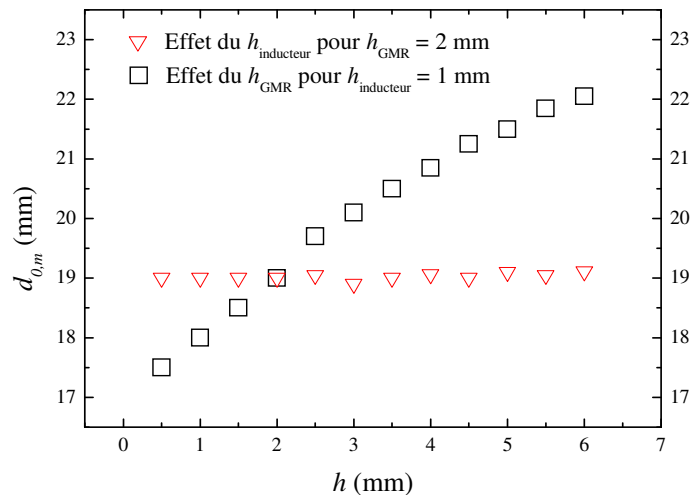


Figure 3.21 : Influence de la hauteur du capteur (carrée) et d'inducteur (triangle) sur la résolution spatiale du système ( $d = 12$  mm,  $l_{\text{défaut}} = 0,5$  mm,  $h_{\text{défaut}} = 2$  mm,  $e_{\text{plaque}} = 10$  mm,  $f_{\text{exc}} = 325$  Hz).

### 5.3.3. Influence de la fréquence d'excitation

Pour préciser le rôle de la fréquence d'excitation, nous avons calculé, pour plusieurs valeurs de  $f_{exc}$ , la distance  $d_{0,m}$  pour deux défauts profonds débouchants à l'opposé de la surface d'inspection d'une plaque d'épaisseur 10 mm. La géométrie et les propriétés du dispositif sont semblables à ceux de la figure 3.17.

La figure 3.22 présente l'évolution de  $d_{0,m}$  en fonction de la fréquence. Nous remarquons que le pouvoir de séparation s'améliore en fonction de la fréquence d'excitation jusqu'à environ 700 Hz. La distance minimale de séparabilité atteinte est alors d'environ 17 mm. Cette fréquence optimale n'est pas identique à celles qui optimisent l'amplitude du signal ou le *RSB*.

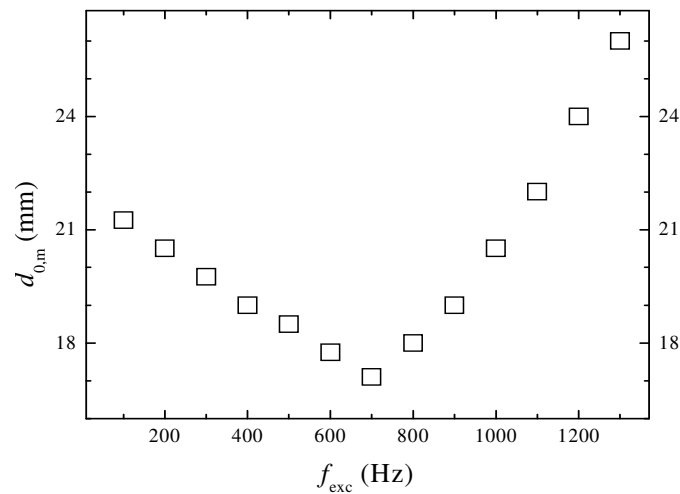


Figure 3.22 : Influence de la hauteur d'excitation sur la distance minimale de séparation de deux défauts. ( $d = 12$  mm,  $h_{inducteur} = 1$  mm,  $h_{GMR} = 2$  mm,  $l_{défaut} = 0,5$  mm,  $h_{défaut} = 2$  mm,  $e_{plaque} = 10$  mm)

### 5.3.4. Conclusion

L'analyse effectuée dans cette section a montré que la capacité d'un système de CND à séparer des défauts, dépend de l'étalement des courants induits lié à l'épaisseur de la cale et à la fréquence d'excitation et de l'évasement des lignes de champ observé lors de l'éloignement du capteur par rapport aux défauts. La fréquence d'excitation et le lift-off du capteur peuvent être ajustées dans une certaine configuration afin d'améliorer la capacité du système à séparer des défauts multiples tout en veillant à ne pas détériorer leur détectivité

## 6. Conclusion

Nous avons réalisé dans ce chapitre une étude détaillée de l'influence des différents paramètres du système. Les capacités de détection de notre système et son pouvoir de séparation ont été analysés. Cette étude a permis d'optimiser certains paramètres électriques et géométriques.

Au travers de ces résultats, nous pouvons noter que la fréquence d'excitation apparaît comme un facteur important pour la réalisation des systèmes de CND par CF. Le choix de cette fréquence doit donc être guidé par les objectifs de la détection qui peuvent reposer sur un grand *RSB* ou une bonne capacité à séparer des défauts.

Les fissures étudiées jusqu'à présent étaient toutes orientées perpendiculairement à l'axe d'un inducteur filaire pour maximiser l'interaction des courants de Foucault avec ce type de fissures. Or dans les cas réels, les plaques à tester possèdent des fissures dont l'orientation et le sens sont indéterminés. Il faut donc être capable de détecter les défauts voire même de les caractériser et de préciser en particulier leur orientation. Pour cette raison nous proposons dans le chapitre suivant une sonde innovante.

# *Chapitre 4*

## *Contribution à la détection des défauts orientés*

### **Sommaire**

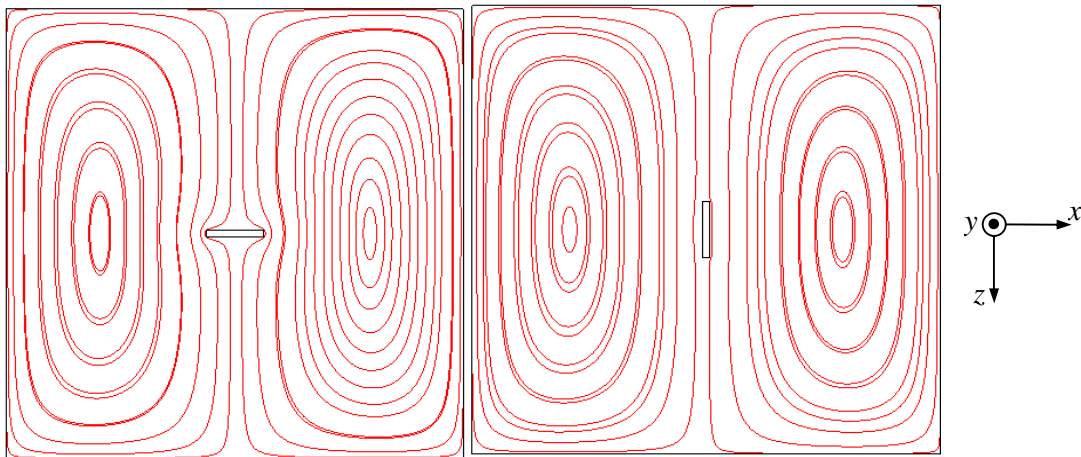
---

<b>1. Introduction.....</b>	<b>82</b>
<b>2. Inducteur à champ tournant.....</b>	<b>83</b>
<b>3. Caractérisation de l'orientation des défauts .....</b>	<b>86</b>
3.1. Etude et analyse des configurations de la détection.....	87
3.2. Caractérisation des défauts par la mesure du champ tangentiel $B_{xz}$ .....	92
<b>4. Validation expérimentale .....</b>	<b>95</b>
<b>5. Conclusion .....</b>	<b>97</b>

---

## 1. Introduction

La détection des fissures profondes constitue un défi majeur pour les systèmes de CND par CF. Elle dépend non seulement de la sensibilité et du bruit magnétique du système mais également des caractéristiques géométriques de la fissure telle que son orientation. Il est important de noter qu'un système de CND par CF peut avoir une direction de détection privilégiée (voir chapitre 3 §2), notamment à cause de l'orientation de l'inducteur par rapport à la fissure recherchée. La figure 4.1 montre par exemple deux fissures, l'une perpendiculaire et l'autre parallèle aux lignes de courant qui sont générées par un inducteur filaire orienté selon l'axe  $z$ . Le défaut parallèle a beaucoup moins d'influence sur ces lignes de courant et, par conséquent, est a priori beaucoup plus difficile à détecter.



*Figure 4.1 : Distribution des lignes de CF autour d'un défaut dans le cas d'un inducteur filaire fixé à 1 mm au dessus de la plaque et orienté selon l'axe  $z$ .*

Dans les recherches et les applications citées au chapitre 1, les systèmes de CND sont constitués d'inducteurs dont le rôle est de créer des courants de Foucault avec une distribution localement uniforme au niveau du défaut. Dès lors, les défauts étudiés sont orientées de manière à maximiser l'interaction avec les CF. Or, dans la réalité, l'orientation et le sens des défauts sont indéterminés. Dans ce chapitre, nous proposons un système de contrôle original ayant une bonne capacité de détection quelle que soit l'orientation des défauts recherchés. Son principe repose sur un inducteur spécifique qui crée un champ magnétique en rotation. Il induit donc dans les structures à tester des courants de Foucault tournants. L'intérêt d'une telle sonde est de pouvoir effectuer des mesures permettant de détecter et de caractériser les défauts et en particulier de connaître leur orientation.

Dans ce chapitre, nous utiliserons le modèle numérique 3D décrit dans le chapitre 2, pour étudier les performances du système de CND à champ tournant. Notre analyse concernera la problématique de détection de fissures profondes et non débouchantes.

## 2. Inducteur à champ tournant

Pour détecter des fissures orientées, nous proposons d'utiliser un inducteur aux formes originales difficilement réalisable avec les méthodes conventionnelles, tels les inducteurs bobinés. Cet inducteur génère un champ magnétique tournant capable de créer des courants de Foucault dans toutes les directions à l'intérieur du matériau examiné. Il est constitué de deux inducteurs filaires croisés et alimentés par deux courants sinusoïdaux de même fréquence et phase mais avec des amplitudes différentes (figure 4.2):

- $i_1 = I_0 \cos(\alpha) \cos(2\pi f_{exc} t)$  selon l'axe  $x$
- $i_2 = I_0 \sin(\alpha) \cos(2\pi f_{exc} t)$  selon l'axe  $z$

où  $f_{exc}$  est la fréquence d'excitation et  $I_0$  est l'amplitude maximale du courant qui peut circuler dans un conducteur ou l'autre suivant la valeur de l'angle  $\alpha$ .

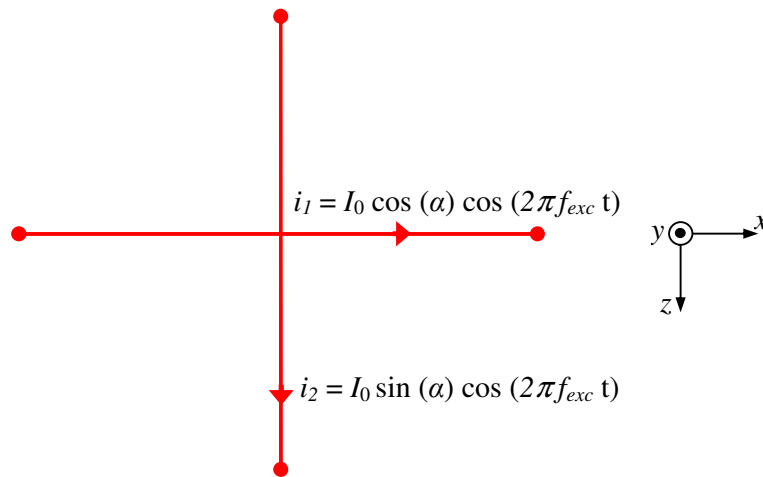


Figure 4.2 : Schéma synoptique de l'inducteur étudié.

Les deux fils orientés selon  $x$  et  $z$  créent dans la structure à tester des courants de Foucault parallèles à l'axe  $x$  et  $z$  respectivement mais dirigés dans le sens opposés aux courants qui leur donnent naissance (loi de Lenz). La combinaison de ces deux flux de courant induit, permet de créer un courant résultant,  $I_r$ , dont l'orientation dépend de l'angle d'excitation  $\alpha$  :



$$I_r = I_1 + I_2$$

Eq. 4.1

où  $I_1, I_2$  sont les courants induits par l'inducteur orienté selon l'axe  $x$  et  $z$  respectivement.

Le courant résultant  $I_r$  forme un angle  $\alpha$  avec l'axe  $x$  (figure 4.3). En faisant varier cet angle, il est possible de contrôler l'orientation des CF dans toutes les directions. Avec cet inducteur, il est donc a priori possible de détecter des fissures indépendamment de leur orientation.

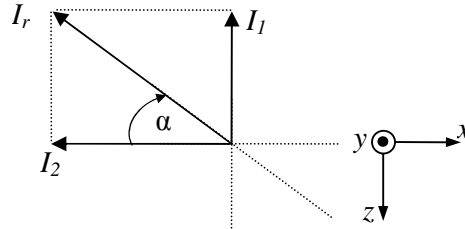


Figure 4.3 : Courant induit résultant dans le matériau à tester.

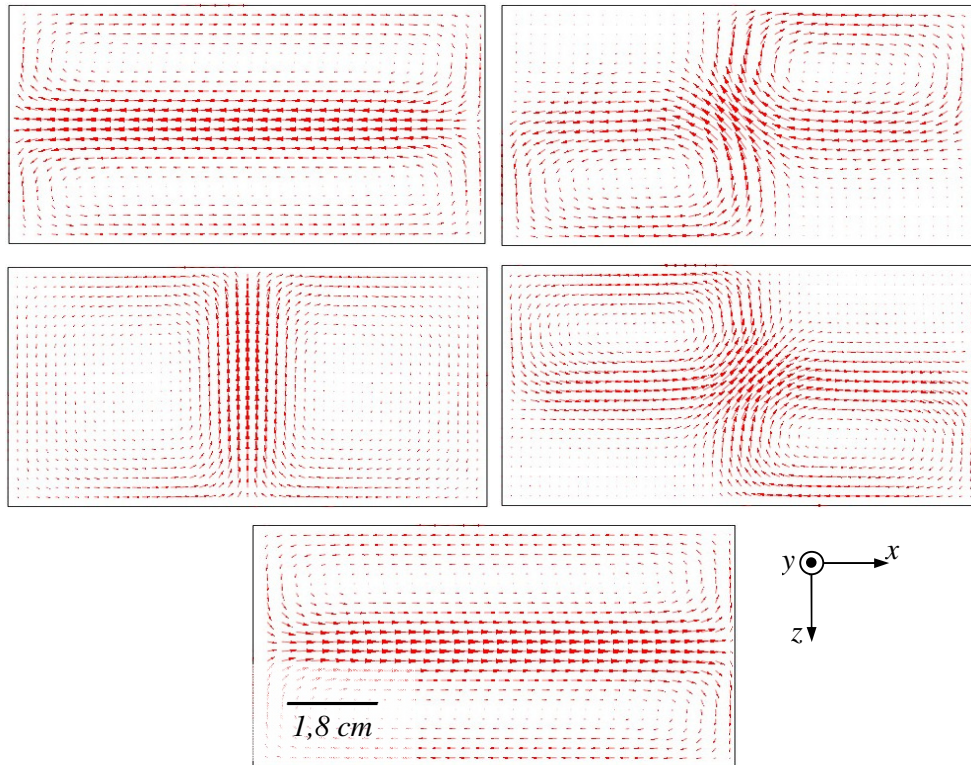


Figure 4.4 : Vecteurs densité de courant induit par l'inducteur à champ tournant, pour différentes valeurs de l'angle  $\alpha$  ( $L_{\text{plaque}} = 10 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{plaque}} = 5 \text{ cm}$ ,  $e_{\text{plaque}} = 1 \text{ cm}$ ,  $\sigma \approx 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  $f_{\text{exc}} = 400 \text{ Hz}$ ).

La rotation des lignes de courants induits dans une plaque conductrice d'aluminium semblable à celle décrite dans le chapitre précédent, a été vérifiée par des modélisations. La

figure 4.4 représente les résultats obtenus en variant l'angle d'excitation,  $\alpha$ , entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$ . Les distributions de courant pour des valeurs de  $\alpha$  comprises entre  $180^\circ$  et  $360^\circ$  se déduisent par symétrie.

La figure 4.5 présente pour un exemple donné, les lignes de courant induit autour d'une fissure enfouis à 2 mm de la surface de la plaque et parallèle à l'axe  $x$ . Le centre de l'inducteur se confond avec celui de la fissure et de la plaque en  $x = 0$ .

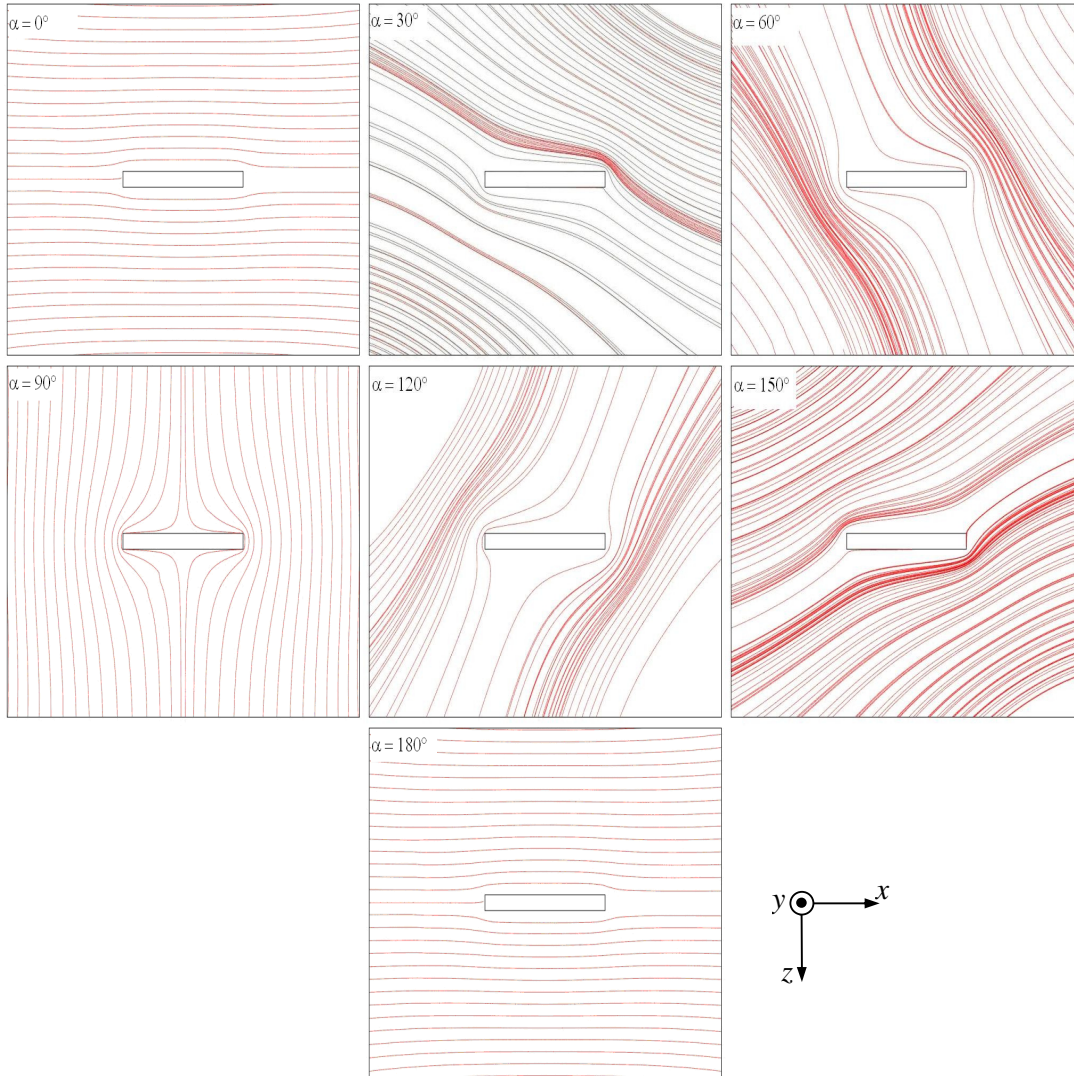


Figure 4.5 : Lignes de courant induit autour d'une fissure pour différentes valeurs de  $\alpha$ . La fissure est orientée selon l'axe  $x$  ( $L_{\text{plaque}} = 10 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{plaque}} = 5 \text{ cm}$ ,  $e_{\text{plaque}} = 1 \text{ cm}$ ,  $\sigma \approx 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  $x = 0$ ,  $f_{\text{exc}} = 400 \text{ Hz}$ )

Comme le montre la figure 4.5, l'interaction des lignes de courant induit avec la fissure varie en fonction de l'angle d'excitation  $\alpha$ . En effet, elle est minimum pour  $\alpha$  égale à  $0^\circ$  où les lignes de CF sont parallèles à la longueur de la fissure, puis augmente pour atteindre un

maximum quand les lignes de courants sont perpendiculaires à la longueur de la fissure ( $\alpha = 90^\circ$ ). Ensuite, elle décroît jusqu'à ce qu'elle soit à nouveau minimum. Ces variations modifient le champ mesuré par un capteur associé à l'inducteur. L'amplitude du champ mesuré dépend donc de l'angle d'excitation. Cette dépendance peut être utile pour remonter aux caractéristiques géométriques des défauts détectés. Par la suite, différentes configurations du système seront étudiées dans le but de trouver la configuration la plus avantageuse du point de vue de la détection et de la caractérisation des fissures.

### 3. Caractérisation de l'orientation des défauts

L'objectif de cette section est d'évaluer la configuration d'inspection la plus avantageuse dans une problématique de détection de fissures profondes et non débouchantes. Les études présentées s'appuient sur des simulations qui ont été effectuées sur deux cales semblables à celles décrites dans les chapitres précédents, l'une est sans défaut tandis que l'autre comporte un unique défaut centré et orienté (figure 4.6). L'angle que forme la direction principale du défaut avec l'axe  $x$  est noté  $\beta$ . L'inducteur est celui décrit au paragraphe précédent avec un fil orienté selon l'axe  $x$  et l'autre selon l'axe  $z$ . Le capteur a été fixé au dessus du point d'intersection des deux inducteurs filaires.

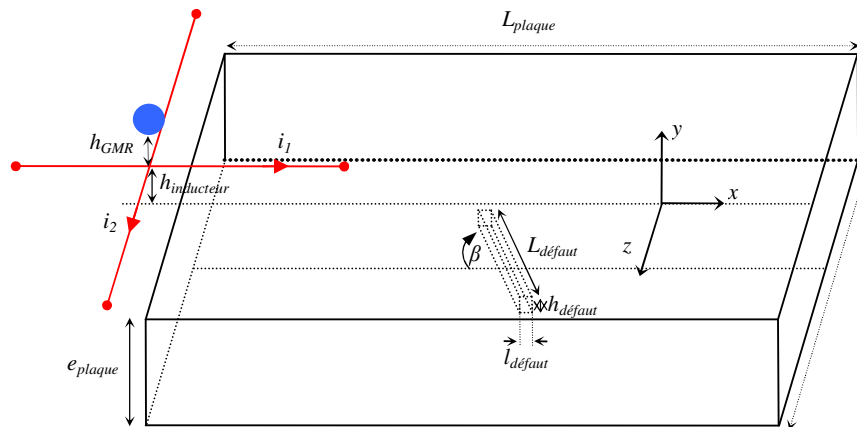


Figure 4.6 : Présentation de la géométrie de la cale en aluminium utilisée avec la fissure orientée. ( $L_{\text{plaque}} = 10 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{plaque}} = 5 \text{ cm}$ ,  $e_{\text{plaque}} = 1 \text{ cm}$ ,  $\sigma \approx 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ )

Les modélisations permettent d'évaluer le signal  $|\Delta \mathbf{B}_i|$  induit par la présence d'un défaut, en fonction de l'angle d'excitation du courant résultant  $\alpha$  et de la position  $x$  du système par rapport au centre de la plaque (défaut placé en  $x = 0$ ). La signature magnétique de la fissure s'exprime alors :

$$|\Delta B_i(x, \alpha)| = |B_{i,défaut}(x, \alpha) - B_{i,0}(x)| \quad \text{Eq. 4.2}$$

où  $B_{i,0}$  et  $B_{i,défaut}$  sont, respectivement, l'induction magnétique détectée par un capteur, sur la cale saine et sur la cale comportant un défaut. La signature possède un maximum  $|\Delta B_i|_{max}$  en fonction de  $x$  et  $\alpha$ , notée :

$$|\Delta B_i|_{max} = \max|\Delta B_i(x, \alpha)|. \quad \text{Eq. 4.3}$$

### 3.1. Etude et analyse des configurations de la détection

Dans cette section, nous examinerons pour une direction du balayage selon l'axe  $x$ , les résultats obtenus pour deux orientations possibles de la fissure :

- Orientation la moins favorable : fissure orientée selon l'axe  $x$  ( $\beta = 0^\circ$ ) parallèlement à la direction du balayage (figure 4.7-a),
- orientation la plus favorable : fissure orientée selon à l'axe  $z$  ( $\beta = 90^\circ$ ) perpendiculairement à la direction du balayage (figure 4.7-b).

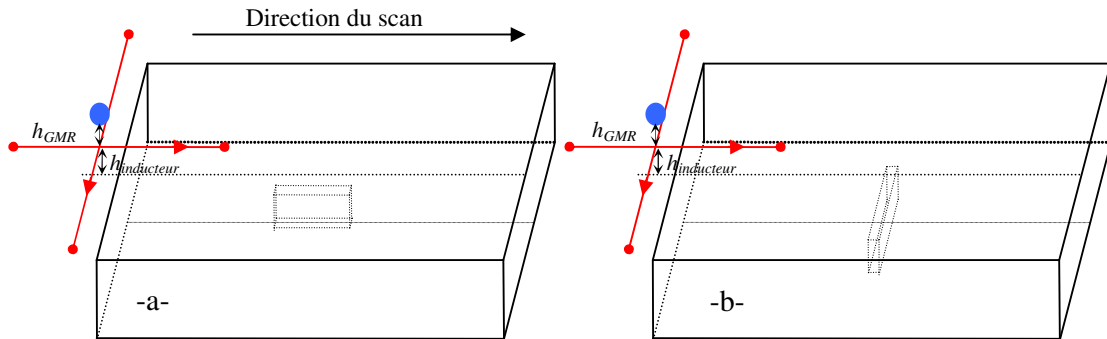


Figure 4.7 : Présentation des deux configurations de mesure étudiées pour une cale possédant un seul défaut centré et orienté, a)  $\beta = 0^\circ$  et b)  $\beta = 90^\circ$ . ( $L_{plaque} = 10 \text{ cm}$ ,  $l_{plaque} = 5 \text{ cm}$ ,  $e_{plaque} = 1 \text{ cm}$ ,  $l_{défaut} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $L_{défaut} = 8 \text{ mm}$ ,  $h_{défaut} = 8 \text{ mm}$ ,  $h_{inducteur} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{GMR} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $\sigma \approx 1,68 \times 10^7 \text{ S/m}$ ).

Pour chaque orientation de la fissure, le capteur peut être positionné pour mesurer l'une des trois composantes du champ magnétique suivant les axes du repère ( $Oxyz$ ). Pour chacune des six configurations, nous chercherons la configuration qui permet d'améliorer la détection et de fournir des informations pertinentes sur l'orientation de la fissure détectée.

### 3.1.1. Fissure orientée selon l'axe $x$ parallèle à la direction du scan

L'évolution de la signature de la fissure  $|\Delta B_i|$  en fonction de  $x$  et de l'angle d'excitation  $\alpha$ , est reportée sur la figure 4.8 pour les trois composantes de l'induction magnétique  $B_x$ ,  $B_y$  et  $B_z$ . Les résultats montrent que le signal  $|\Delta B_y|$  atteint une valeur maximum pour une position  $x$  égale à 4 mm. Quant aux signaux  $|\Delta B_x|$  et  $|\Delta B_z|$ , ils sont maximum à l'aplomb du défaut ( $x = 0$ ).

La composante en champ  $B_x$ , présente l'avantage d'avoir la signature maximale la plus importante ( $|\Delta B_x|_{max} = 0.8 \mu\text{T}$  pour  $\alpha = 90^\circ$ ) comparée aux deux autres composantes  $B_y$  et  $B_z$  ( $|\Delta B_y|_{max} = 0.6 \mu\text{T}$  pour  $\alpha = 90^\circ$  et  $|\Delta B_z|_{max} = 0.14 \mu\text{T}$  pour  $\alpha = 0^\circ$  et  $180^\circ$ ). En outre, les deux signaux  $|\Delta B_x|_{max}$  et  $|\Delta B_y|_{max}$ , sont obtenus quand les lignes de CF sont perpendiculaires à la longueur de la fissure ( $\alpha = 90^\circ$ ). Tandis que  $|\Delta B_z|_{max}$  est obtenu pour des angles d'excitation ( $\alpha = 0^\circ$  et  $180^\circ$ ) produisant des lignes de CF parallèles à la longueur de la fissure.

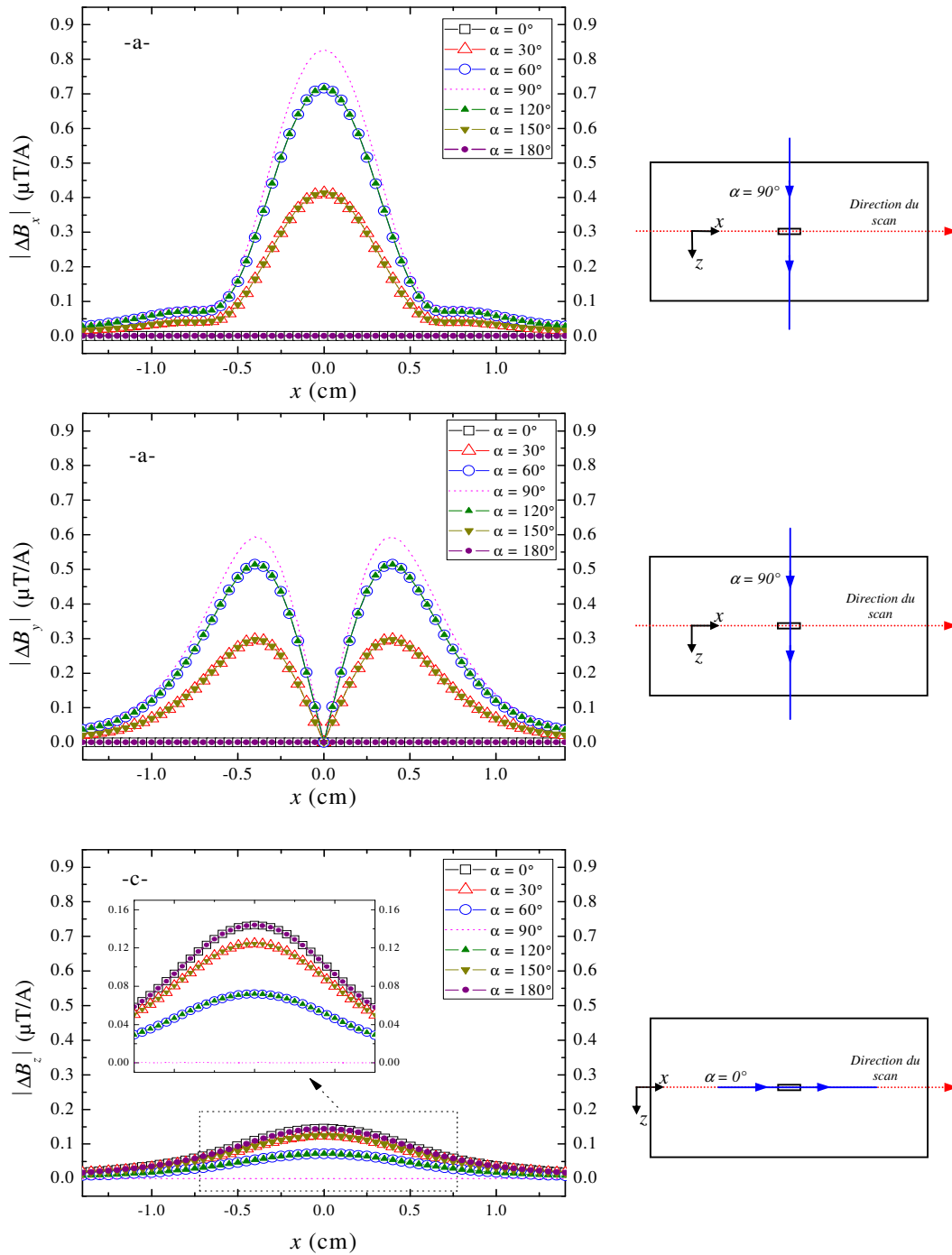


Figure 4.8 : Evolution des signaux  $|\Delta B_x|$ ,  $|\Delta B_y|$  et  $|\Delta B_z|$ , respectivement, a), b) et c), en fonction de la position du système (magnétomètre+inducteur) selon l'axe  $x$  et l'angle d'excitation  $\alpha$  ( $\beta = 0^\circ$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1$  mm,  $h_{\text{GMR}} = 0,5$  mm,  $f_{\text{exc}} = 400$  Hz,  $h_{\text{défaut}} = 8$  mm,  $L_{\text{défaut}} = 8$  mm,  $l_{\text{défaut}} = 0,5$  mm).

## 3.1.2. Défaut orienté selon l'axe z perpendiculaire à la direction du scan

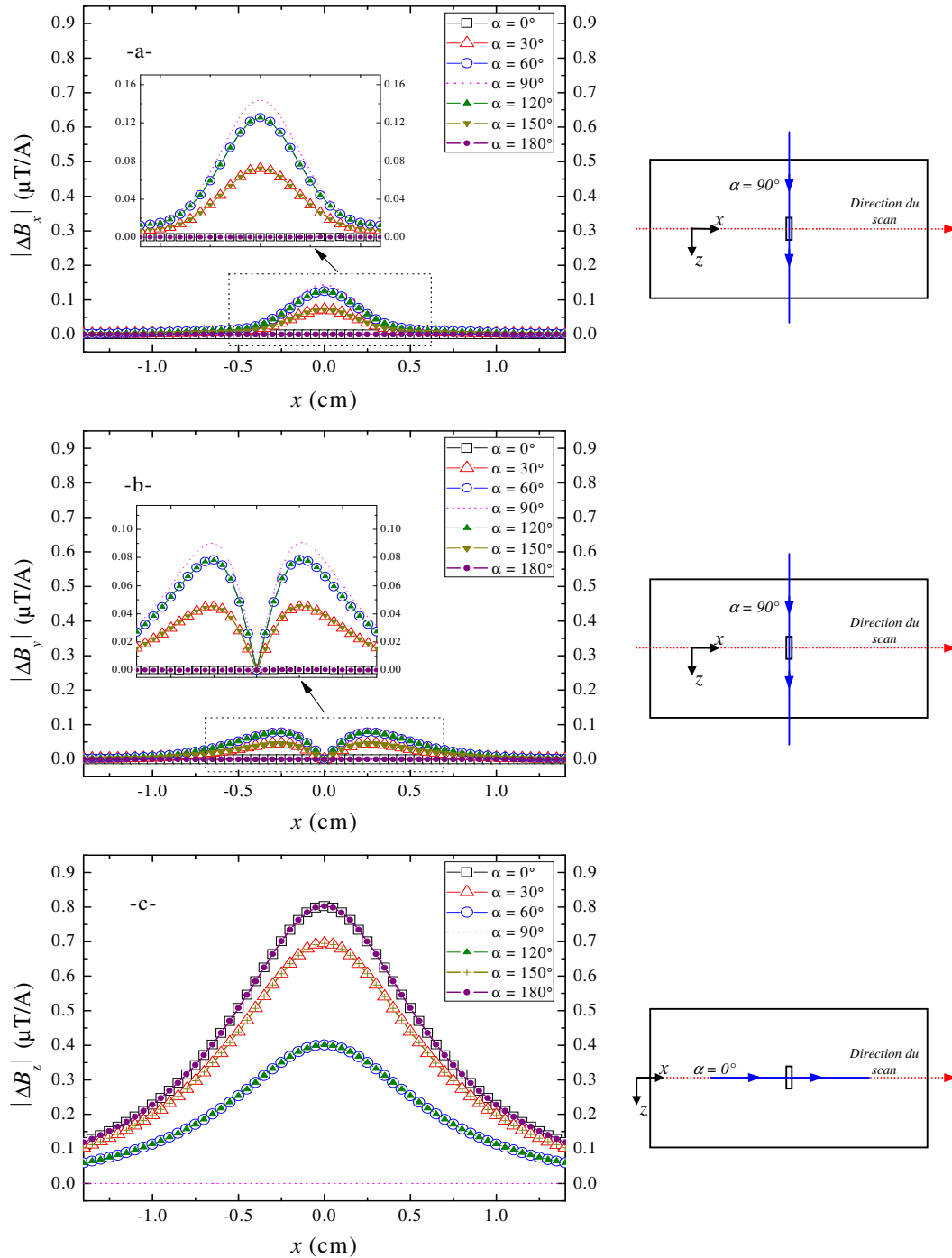
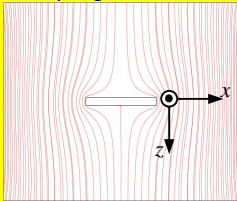
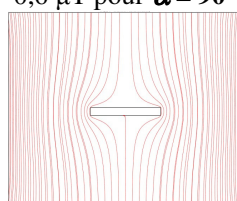
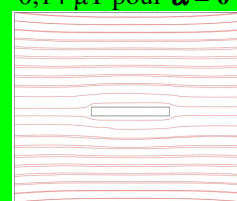
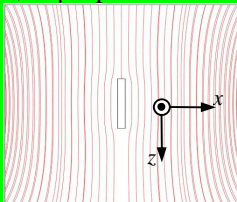
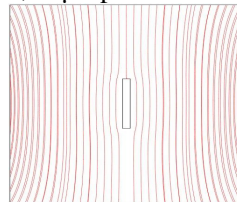
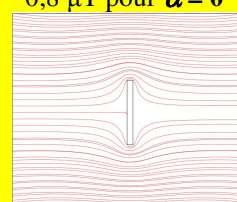


Figure 4.9 : Evolution des signaux  $|\Delta B_x|$ ,  $|\Delta B_y|$  et  $|\Delta B_z|$ , respectivement, a), b) et c), en fonction de la position du système (magnétomètre+inducteur) selon l'axe  $x$  et l'angle d'excitation  $\alpha$  ( $\beta = 90^\circ$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $f_{\text{exc}} = 400 \text{ Hz}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ).

Les résultats présentés en figure 4.9, montrent que la composante en champ  $B_z$ , présente l'avantage d'avoir la signature maximale la plus importante ( $|\Delta B_z|_{\max} = 0,8 \mu\text{T}$  pour  $\alpha = 0^\circ$  et  $180^\circ$ ) comparée aux deux autres composantes  $B_x$  et  $B_y$  ( $|\Delta B_x|_{\max} = 0,14 \mu\text{T}$  et  $|\Delta B_y|_{\max} = 0,09 \mu\text{T}$  pour  $\alpha = 90^\circ$ ). Contrairement à la configuration précédente, les deux signaux  $|\Delta B_x|_{\max}$  et  $|\Delta B_y|_{\max}$ , sont obtenus quand les lignes de CF sont parallèles à la longueur de la fissure ( $\alpha = 90^\circ$ ). Tandis que  $|\Delta B_z|_{\max}$  est obtenu pour des angles d'excitation  $\alpha$  égaux à  $0^\circ$  et  $180^\circ$  c'est-à-dire dans le cas où les lignes de CF sont perpendiculaires à la longueur de la fissure.

Le tableau 4.1 récapitule, pour les deux orientations de défaut étudiées, les conditions de détection optimale pour chaque composante en champ :

Tableau 4.1 : Récapitulatif des paramètres de détection optimale pour les différentes composantes en champ et les deux orientations de la fissure ( $\beta = 0$  et  $90^\circ$ ).

	$ \Delta B_x _{\max}$ (Signature monopolaire)	$ \Delta B_y _{\max}$ (Signature bipolaire)	$ \Delta B_z _{\max}$ (Signature monopolaire)
Fissure orientée selon l'axe $x$ ( $\beta = 0^\circ$ )	<b>cas 1-1 :</b> $0,8 \mu\text{T}$ pour $\alpha = 90^\circ$ 	<b>cas 1-2 :</b> $0,6 \mu\text{T}$ pour $\alpha = 90^\circ$ 	<b>cas 1-3 :</b> $0,14 \mu\text{T}$ pour $\alpha = 0^\circ$ 
Fissure orientée selon l'axe $z$ ( $\beta = 90^\circ$ )	<b>cas 2-1 :</b> $0,14 \mu\text{T}$ pour $\alpha = 90^\circ$ 	<b>cas 2-2 :</b> $0,09 \mu\text{T}$ pour $\alpha = 90^\circ$ 	<b>cas 2-3 :</b> $0,8 \mu\text{T}$ pour $\alpha = 0^\circ$ 

Les résultats présentés dans le tableau 4.1 montrent que pour certaines composantes du champ et certaines orientations de la fissure, le signal  $|\Delta B_i|$  atteint un maximum quand les lignes de CF sont parallèles à la longueur de la fissure (cas 1-3, 2-1 et 2-2). Néanmoins, pour une composante donnée, la signature la plus élevée est obtenue lorsque l'interaction entre les courants induits et le défaut est maximale. C'est à dire lorsque ces deux entités sont perpendiculaires.



Le tableau 4.1 montre que la mesure des composantes en champ  $B_x$  et  $B_z$  est plus avantageuse pour la détection des fissures orientées respectivement selon l'axe  $x$  et  $z$  (cas 1-1 et 2-3) car elles permettent d'obtenir de plus grandes amplitudes pour la signature des défauts.

Finalement, les résultats obtenus montrent que pour  $\alpha = 90^\circ$ , l'inducteur crée des courants de Foucault selon l'axe  $z$ , ce qui favorise la détection en champ  $B_x$  (et  $B_y$ ) quelle que soit l'orientation de la fissure étudiée (cas 1-1 et 2-1). Quand  $\alpha = 0^\circ$ , l'inducteur génère des courants de Foucault parallèle à l'axe  $x$  et favorise ainsi la détection en champ  $B_z$  pour les deux orientations de la fissure (cas 1-3 et 2-3). Par conséquent, l'utilisation d'une seule composante en champ ( $B_x$  ou  $B_z$ ) pour la détection ne permet pas d'estimer correctement l'orientation de la fissure détectée. Pour optimiser la détection, nous proposons, dans la section suivante, une solution qui consiste à mesurer le champ magnétique sur les deux axes  $x$  et  $z$  afin de caractériser d'une manière efficace et fiable l'orientation de la fissure.

### 3.2. Caractérisation des défauts par la mesure du champ tangentiel $B_{xz}$

Afin d'évaluer l'orientation des fissures, la composante tangentielle  $B_{xz}$ , résultante des composantes  $B_x$  et  $B_z$ , a été utilisée :

$$B_{xz} = B_x + B_z . \quad \text{Eq. 4.4}$$

Cette configuration a été testée pour la détection des fissures étudiées dans la section précédente. L'évolution du signal  $|\Delta B_{xz}|$  en fonction de la position  $x$  et de l'angle d'excitation  $\alpha$  est reportée sur les figures 10 et 11 pour  $\beta = 0^\circ$  et  $90^\circ$  respectivement.

Les résultats montrent que le signal est maximal, pour les deux défauts étudiés, quand les lignes de CF sont perpendiculaires à la longueur de la fissure ( $\alpha = 90^\circ$  pour  $\beta = 0^\circ$  et  $\alpha = 0^\circ$  et  $180^\circ$  pour  $\beta = 90^\circ$ ). Nous sommes donc capables en utilisant les valeurs de  $\alpha$ , d'estimer l'orientation des fissures à détecter. De plus, ce système permet de localiser la position des fissures, en repérant le maximum du signal  $|\Delta B_{xz}|$  qui se situe à l'aplomb de la fissure à la position  $x = 0$ .

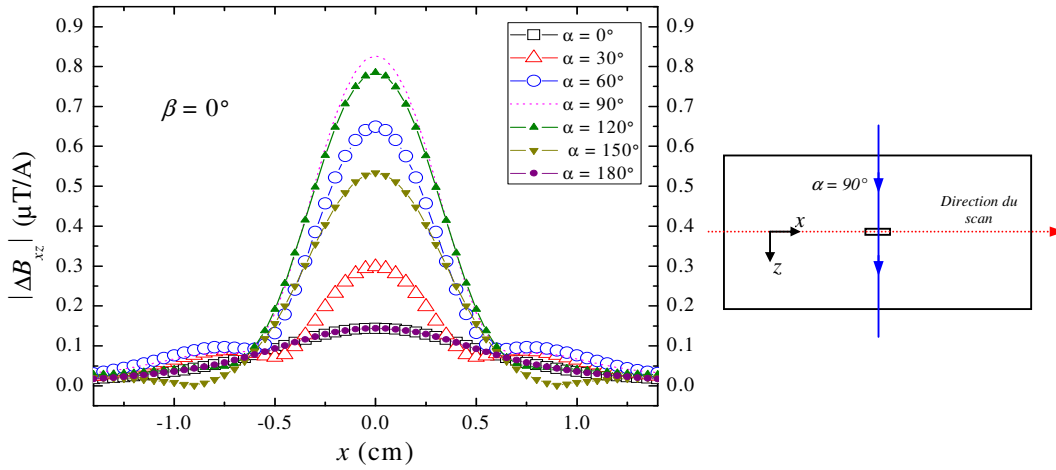


Figure 4.10 : Evolution du signal,  $|\Delta B_{xz}|$ , en fonction de la position du système selon l'axe  $x$  et l'angle d'excitation  $\alpha$  ( $\beta = 0^\circ$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $f_{\text{exc}} = 400 \text{ Hz}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ).

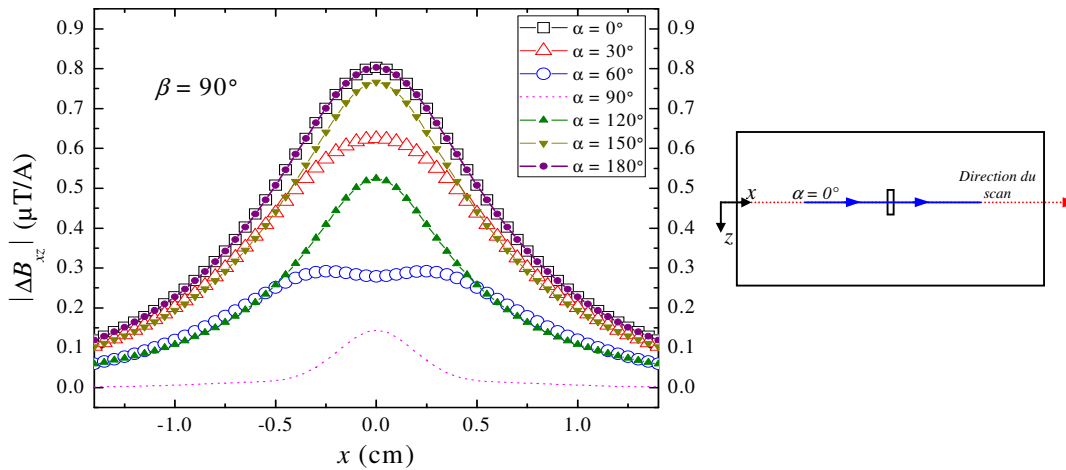


Figure 4.11 : Evolution du signal,  $|\Delta B_{xz}|$ , en fonction de la position du système selon l'axe  $x$  et l'angle d'excitation  $\alpha$  ( $\beta = 90^\circ$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $f_{\text{exc}} = 400 \text{ Hz}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ).

Pour vérifier l'efficacité de cette configuration, nous avons étudié l'évolution du signal  $|\Delta B_{xz}|$  pour la détection d'une fissure orientée à  $45^\circ$  par rapport à l'axe  $x$  ( $\beta = 45^\circ$ ). Cette dernière possède les mêmes dimensions que les fissures précédentes ( $h_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ). Les résultats représentés sur la figure 4.12, montrent que le signal  $|\Delta B_{xz}|$  est maximal pour un angle égal à  $135^\circ$  c'est-à-dire pour des lignes de CF perpendiculaires à la longueur de la fissure.

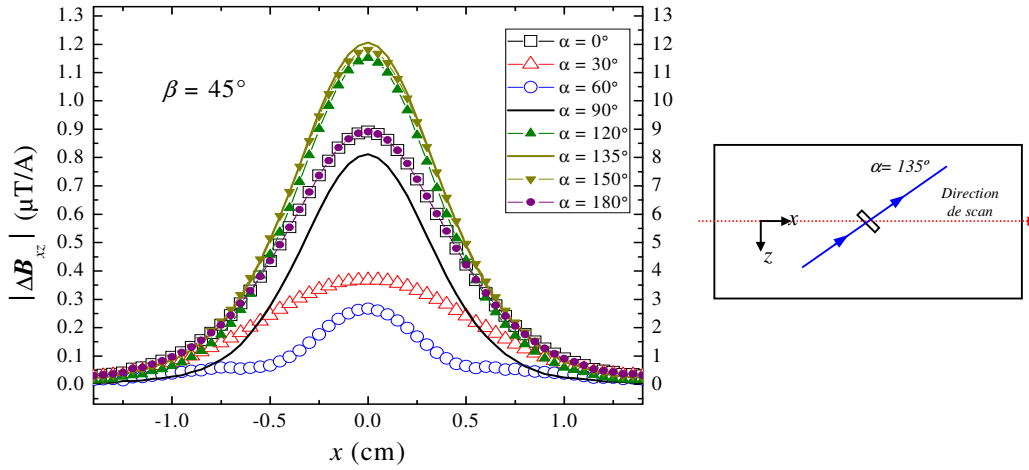


Figure 4.12 : Evolution du signal,  $|\Delta B_{xz}|$ , en fonction de la position du système selon l'axe  $x$  et l'angle d'excitation  $\alpha$  ( $\beta = 45^\circ$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 0.5 \text{ mm}$ ,  $f_{\text{exc}} = 400 \text{ Hz}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ).

Jusqu'à présent, l'étude de la performance du système a été faite pour des fissures dont la hauteur était relativement grande ( $h_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ). Afin d'évaluer la capacité du système à déterminer l'orientation des fissures enfouies à grande profondeur, des simulations ont été effectuées pour des fissures ayant une hauteur, une longueur et une largeur respectivement égale à 2 mm, 8 mm et 0,5 mm. Trois orientations ( $\beta = 0^\circ$ ,  $45^\circ$  et  $90^\circ$ ) ont été étudiées. Les simulations ont été réalisées pour un système positionné en  $x = 0$  à l'endroit où le signal  $|\Delta B_{xz}|$  atteint son maximum. Les résultats pour un angle d'excitation ( $\alpha$ ) compris entre 0 et  $360^\circ$ , sont reportés sur les figures 4.13 et 4.14. L'évolution du signal  $|\Delta B_{xz}|$ , et des courbes de Lissajous sont tracées en fonction de l'angle  $\alpha$ .

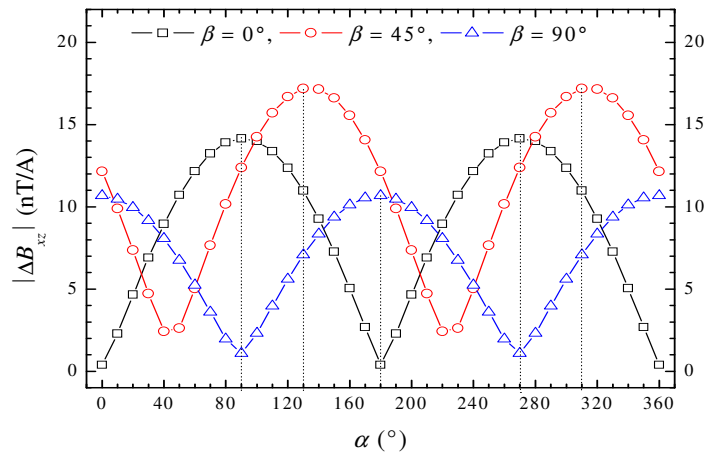


Figure 4.13 : Evolution du signal  $|\Delta B_{xz}|$  à l'aplomb du défaut, en fonction de l'angle d'excitation  $\alpha$  ( $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $f_{\text{exc}} = 400 \text{ Hz}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 2 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $x = 0$ ).

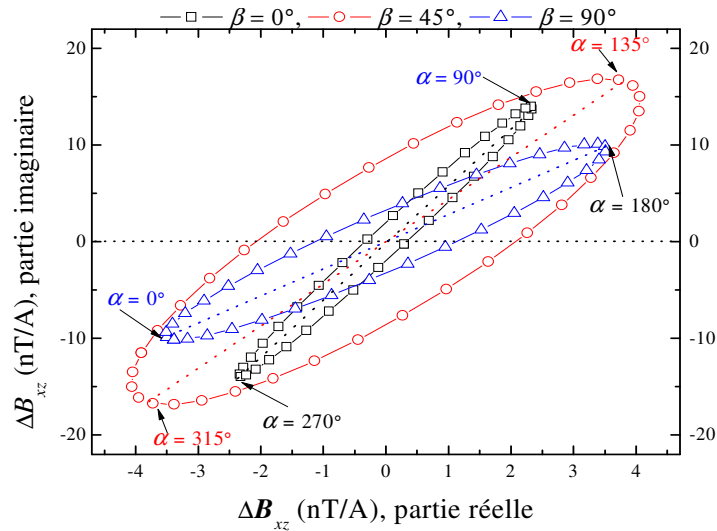


Figure 4.14 : Courbes de Lissajous de la composante tangentielle  $B_{xz}$  en fonction de l'angle d'excitation  $\alpha$  ( $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $f_{\text{exc}} = 400 \text{ Hz}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 2 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $x = 0$ ).

Les résultats montrent que pour les fissures étudiées, le signal  $|\Delta B_{xz}|$  atteint un maximum pour des valeurs de  $\alpha$  induisant des CF perpendiculaires à la longueur de la fissure. Cette méthode d'excitation est donc efficace pour la détermination de l'orientation des fissures enfouies en profondeur.

## 4. Validation expérimentale

Les résultats expérimentaux et numériques ont été comparés dans le cas de l'inspection d'une cale circulaire en aluminium qui comporte un défaut unique centré, faisant un angle  $\beta = 45^\circ$  avec la direction de balayage selon l'axe  $x$  (figure 4.15).

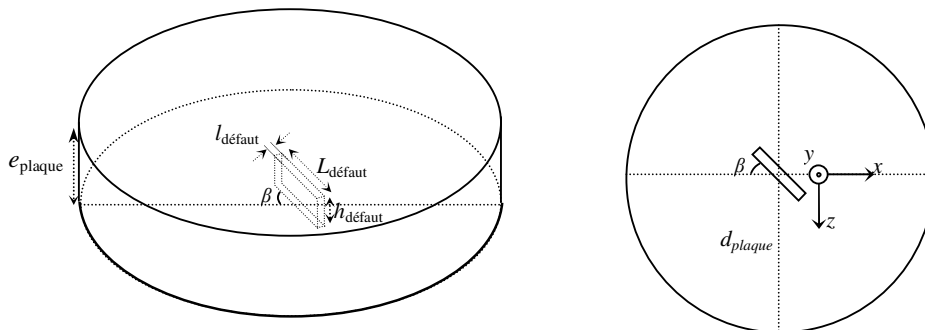


Figure 4.15 : Présentation de la géométrie de la cale en aluminium utilisée pour la comparaison entre les mesures et les simulations ( $d_{\text{plaque}} = 6 \text{ cm}$ ,  $e_{\text{plaque}} = 1 \text{ cm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $\sigma \approx 1,97 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  $\beta = 45^\circ$ ).

Deux plaques ont été testées. Une plaque sans défaut et une plaque qui possède un défaut orienté d'un angle  $\beta$  égal à  $45^\circ$  comme le montre la figure 4.15. Les mesures ont été réalisées pour deux orientations d'un unique inducteur filaire selon l'axe  $x$  et  $z$ . Ces configurations correspondent à l'inducteur à champ tournant dans les cas où les valeurs de  $\alpha$  sont respectivement égales à  $0^\circ$  et  $90^\circ$ . La mesure du champ tangentiel ( $B_{xz}$ ) a été effectuée en orientant l'axe de sensibilité du magnétomètre selon l'axe  $x$  ( $\alpha = 0^\circ$ ) et  $z$  ( $\alpha = 90^\circ$ ) pour chaque orientation de l'inducteur. Ensuite, la réponse  $|\Delta B_{xz}|$  en fonction de  $\alpha$  pour l'inducteur à champ tournant a été obtenue par la superposition des différentes mesures effectuées :

$$\Delta B_{xz}(\alpha) = \cos(\alpha) \cdot \Delta B_{xz}(\alpha = 0^\circ) + \sin(\alpha) \cdot \Delta B_{xz}(\alpha = 90^\circ)$$

Le courant injecté dans chaque inducteur possède une fréquence de 1 kHz et une amplitude de 84 mA. Le *lift-off* de l'inducteur et de l'IGMRM au dessus de la plaque sont respectivement de 1 et 2 mm. L'évolution du signal  $|\Delta B_{xz}|$ , et des courbes de Lissajous sont tracées en fonction de l'angle  $\alpha$  à l'endroit où le signal  $\Delta B_{xz}$  atteint son maximum ( $x = 0$ ). Les résultats de la mesure et de la simulation pour un angle d'excitation ( $\alpha$ ) compris entre 0 et  $360^\circ$ , sont reportés sur la figure 4.16.

La comparaison montre la bonne adéquation entre les résultats issus de la mesure et ceux issus de la simulation, tant du point de vue de l'amplitude du signal  $\Delta B_{xz}$  détecté que des courbes de Lissajous. L'évaluation de l'orientation du défaut en mesurant la composante tangentielle de l'induction magnétique ( $B_{xz}$ ) a été validée expérimentalement. En effet, les courbes présentées dans la figure 4.16 atteignent un maximum pour les mêmes valeurs d'angle d'excitation  $\alpha$  qui induisent des CF perpendiculaires à la direction du défaut détecté. Les légères différences observées sur les courbes, entre les résultats mesurés et simulés, s'expliquent principalement par des incertitudes sur les paramètres géométriques de la mesure, comme le *lift-off* du système et le positionnement du capteur par rapport à l'inducteur et au centre du défaut.

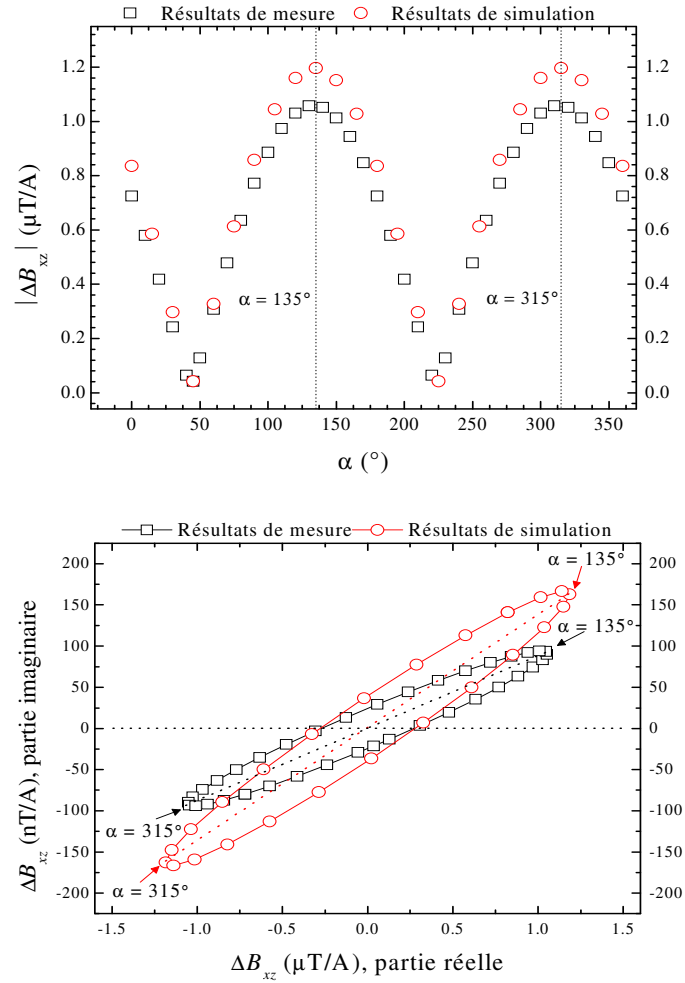


Figure 4.16 : Comparaison des résultats de simulation et de mesure à l'aplomb du défaut -a- le module du champ  $|\Delta B_{xz}|$  -b- Courbes de Lissajous. ( $x = 0 \text{ mm}$ ,  $\beta = 45^\circ$ ,  $h_{\text{inducteur}} = 1 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{GMR}} = 2 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{défaut}} = 0,5 \text{ mm}$ ,  $L_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{défaut}} = 8 \text{ mm}$ ,  $\sigma = 1,97 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  $f_{\text{exc}} = 1 \text{ kHz}$ )

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé une méthode de détection et de caractérisation des défauts orientés et enfouis dans des pièces conductrices. Cette méthode utilise deux magnétomètres comme détecteur et une source d'excitation originale qui permet de générer un champ magnétique tournant à l'aide de deux inducteurs filaires perpendiculaires. Les résultats montrent que cette méthode permet de qualifier très simplement l'orientation du défaut détecté en analysant le champ magnétique induit dans la pièce testée à l'aide des courbes classiques telles que les courbes de Lissajous.

# Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire avait pour objectif l'étude et l'analyse des performances des systèmes de CND par CF mettant en œuvre des capteurs magnétiques à haute sensibilité.

Au début de ce travail, les performances de deux magnétomètres, l'IGMIM et IGMRM, ont été testés et étudiés dans le cadre de la détection des défauts enfouis. Cette étude constitue l'une des premières applications des magnétomètres à base de GMI pour le CND par CF. Actuellement des recherches sont menées au laboratoire pour améliorer le niveau du bruit magnétique de l'IGMIM. Les progrès réalisés dans ce domaine permettront de concevoir des systèmes de CND aux performances accrues, capables de détecter des défauts à plus grande profondeur.

Au cours de cette thèse, les performances d'un système de CND par CF utilisant l'IGMRM ont été étudiées et analysées en détails vis-à-vis des différents paramètres du système de détection. Un modèle numérique 3-D basé sur la MEF a été utilisé afin de réaliser cette étude. Les résultats des simulations obtenus ont abouti à l'amélioration de certains paramètres du système de détection, comme la position du magnétomètre par rapport à l'inducteur, le *RSB*, la résolution spatiale, la capacité de séparation de défauts proches et surtout la fréquence d'excitation. Le choix de cette dernière comme le montrent les résultats, est primordial car il permet d'optimiser à la fois, la détection, le *RSB* et même la résolution spatiale du système de CND par CF.

Le système mis en œuvre est capable de détecter pour un *lift-off* de 3 mm, des fissures enfouies à des grandes profondeurs pouvant aller jusqu'à 9 mm. Il présente aussi, grâce au magnétomètre utilisé, de très bonnes performances en termes de *RSB* (pour le cas étudié le *RSB* est de 64 dB avec un défaut situé à 2 mm de la surface et de 31 dB lorsqu'il est enfoui à 8 mm). La mesure des composantes tangentielles du champ induit ouvre de nouvelles perspectives quant à la caractérisation géométrique d'un défaut. Des travaux concernant les méthodes inverses pourraient alors s'avérer comme une perspective intéressante pour la

détermination des caractéristiques des défauts.

Pour permettre de détecter et de caractériser l'orientation des fissures, une méthode d'excitation originale reposant sur le principe d'un champ magnétique tournant a été développée. Elle consiste à utiliser deux inducteurs filaires perpendiculaires (il est possible d'avoir une pluralité de fils conducteurs) parcourus par des courants alternatifs dont les amplitudes sont modulées de façon adéquate. Les résultats présentés dans le dernier chapitre sont prometteurs car ils permettent d'évaluer facilement la direction (orientation) d'une fissure dans un plan donné en analysant le champ magnétique induit dans la pièce observée à l'aide de courbes paramétrées classiques telles les courbes de Lissajous, sans utiliser les procédés classiques de détermination de l'orientation d'une fissure à l'aide des méthodes inverses. L'originalité et la pertinence des ces résultats nous a conduit à déposer un brevet en 2010. Le développement d'un système permettant à la fois de détecter les deux composantes tangentielles du champ magnétique et d'orienter automatiquement les CF générés par l'inducteur est une piste à explorer dans une perspective de caractérisation automatique de défauts orientés.

Enfin, d'autres pistes sont aussi exploitables concernant la caractérisation géométrique des défauts dans la profondeur (longueur, largeur et hauteur du défaut) en utilisant cette méthode d'excitation. Pour cela, des simulations ont déjà été effectuées et les premiers résultats sont encourageants et seront complétés dans les prochains mois.

Ces travaux ouvrent la voie aux développements de système d'imagerie à multicapteurs et de sondes au design original.



# *Références bibliographiques*

- [1] [www.Cofrend.fr](http://www.Cofrend.fr)
- [2] DUMONT Fillon. Contrôle non destructif. Techniques de l'ingénieur. 1996.
- [3] Ravat Cyril. Conception des multicapteurs à courants de Foucault et inversion des signaux associés pour le contrôle non destructif. 122p. Th: Physique: Paris-Sud 1: 2008.
- [4] DOLABDJIAN C., PEREZ L., DE HAAN V. O., et al. Performance of Magnetic Pulsed Eddy Current System using High Dynamic and High Linearity Improved Giant Magnetoresistance. IEEE Sensors Journal, 2006,6, 6, 1511-1517.
- [5] PEREZ José-philippe. Electromagnétisme, Fondements et applications. Dunod, 740p.
- [6] Perez L., Dolabdjian C., Waché G., et al. (2004). Advance in magnetoresistance magnetometer performances applied in eddy current sensor arrays. 16th WCNDT'04 Conference.
- [7] DOLABDJIAN C., QASIMI A., BLOYET D., et al. Spatial resolution of SQUID magnetometers and comparison with low noise room temperature magnetic sensors. Physica C, 2002, 368, 80-84.
- [8] LE DIRAISON Y., JOUBERT P. Y., PLACKO D. Characterization of subsurface defects in aeronautical riveted lap-joints using multi-frequency eddy current imaging. NDT & E International, 2009, 42, 2, 133-140.
- [9] Ueda H., Watanabe T. Several problems about sensitivity and frequency response of an induction magnetometer. Sci. Rep. Tohoku Univ., Ser. 5. Geophysics, 22, 1975, 107-127.
- [10] RIPKA Pavel. Magnetic Sensors and magnetometers. Boston.London: Artech house Publishers. 494p.

- [11] [www.bartington.com](http://www.bartington.com).
- [12] POPOVIC R.S., DRLJACA R. M., SCHOTT R (2002). Bridging the gap between AMR, GMR and Hall Magnetic sensors. 23rd MIEL, YUGOSLAVIA.
- [13] CHAVES R.C., FREITAS P.P. Low frequency picotesla field detection using hybrid Mgo based tunnel sensors. APPLIED PHYSICS LETTERS, 2007, 91, 102504.
- [14] DING L., SAEZ S., DOLABDJIAN C., et al. Equivalent Magnetic Noise Limit of Low-Cost GMI Magnetometer. IEEE Sensors Journal, 2009, 9, 2, 159-168.
- [15] WEINSTOCK H. SQUID sensors: fundamentals, fabrications and applications. NATO ASI series E, Applied Science, Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [16] BQIBICH M. N., BROTO J. M., FERT A., et al. Giant magnetoresistance of (001)Fr/(001)Cr Magnetic Superlattices. Physical Review Letters; 1988, 61, 21, 2472-2475.
- [17] MENARD D., YELON A. Theory of longitudinal magnetoimpedance in wires. Journal of applied physics, 2000, 53, 1, 379-393.
- [18] DOGARU T., SMITH S.T. Giant Magnetoresistance-Based Eddy Current Sensor. IEEE Trans. On Magnetic, 2001, 37, 5, 3831-3838.
- [19] HE D. F., TACHIKI M., ITOZAKI H. Highly sensitive anisotropic magnetoresistance magnetometer for Eddy-current nondestructive evaluation .REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS, 2009, 80, 036102, 1-2.
- [20] S.Yamada<sup>1</sup>, K.Chomsuwan<sup>1</sup>, T.Hagino<sup>1</sup>, M.Iwahara<sup>1</sup>, and H. Tian<sup>1</sup>. METALLIC BEAD DETECTION BY USING EDDY-CURRENT PROBE WITH SV-GMR SENSOR. Review of Quantitative Nondestructive Evaluation, 2005, 24, 479-486.
- [21] YAMADA S., CHOMSUWAN K., FUKUDA Y., et al. Eddy-Current Testing Probe With Spin-Valve Type GMR Sensor for Printed Circuit Board Inspection. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40, 4, 2676-2678.
- [22] JANDER A., SMITH C., SCHNEIDER R. "Magnetoresistive Sensors for Nondestructive Evaluation" 10<sup>th</sup> SPIE International Symposium Nondestructive Evaluation for Health Monitoring and Diagnostics, 2005.

- [23] ALLWEINS K., KREUTZBRUCK M. von, GIERELT G. Defect detection in aluminum laser welds using an anisotropic magnetoresistive sensor array. *Journal of applied physics*, 2005, 97, 10Q102, 1-3.
- [24] Vacher F, "Développement d'un imageur magnétique pour le contrôle non destructif par courants de Foucault" thèse de doctorat de l'école normale supérieure de Cachan, 2007.
- [25] OKA M, ENOKIZONO M. Evaluation of a Reverse-Side Defect on Stainless Steel Plates by the Residual Magnetic Field Method. *IEEE Trans. On Magnetic*, 2000, 36, 5, 3630-3631.
- [26] GOKTEPE M., EGE Y., BAYRI N., et al. Non destructive Crack detection using GMI sensor. *Phys. Stat. Sol.*, 2004, c-1, 12, 3436-3439.
- [27] NAIR V., MELAPUDIL V. R., JIMENEZ R. H., et al. A GMR-Based Eddy Current System for NDE of Aircraft Structures. *IEEE Transactions On Magnetics*, 42, 10, 3312-3314.
- [28] KREUTZBRUCK M., ALLWEINS K., STRACKBEIN C., et al. High Resolution Eddy Current Testing of Superconducting Wires using GMR-Sensors. 17th World Conference on Nondestructive Testing, Oct 2008, Shanghai, China.
- [29] Vacher F., Gilles-Pascaud C., Decitre J.M., et al (2006). Non Destructive Testing with GMR Magnetic Sensor Arrays. ECNDT, Berline.
- [30] Yashan A., Izfp F., Bisle W., et al. (2006) Inspection of hidden defects in metal-metal joints of aircraft structures using Eddy Current technique with GMR sensor array. ECNDT, Berlin.
- [31] K. Chomsuwan<sup>1</sup>, S. Yamada, and M. Iwahara. Improvement on Defect Detection Performance of PCB Inspection Based on ECT Technique With Multi-SV-GMR Sensor. *IEEE Transactions On Magnetics*, 43, 6, 2394-2396.
- [32] YAMADA H., HASEGAWA T., ISHIHARA Y., et al. Difference in the detection limits of flaws in the depths of multi-layered and continuous aluminum plates using low-frequency eddy current testing. *NDT&E International*, 2008, 41, 108–111.
- [33] VACHER F, ALVES F., GILLES-PASCAUD C. Eddy current nondestructive testing with giant magneto-impedance sensor. *NDT&E International*, 2007, 40, 439-442.

- [34] WILLIAM F. A. Eddy current measurements with magneto-resistive sensors: Third-layer flaw detection in a wing-splice structure 25 mm thick. *Proceedings of SPIE*, 2000, 3994, 29-36.
- [35] JENKSY W. G., SADEGHIZ S S H., WIKSWO JRY. J P. SQUIDs for nondestructive evaluation. *J., Phys. D: Appl. Phys.*, 1997, 3, 293–323.
- [36] KRAUSE H. j., KREUTZBURCK M. V. Recent developments in SQUID NDE. *Physica C.*, 2002, 368, 70-79.
- [37] JENG J.T., HORNG H.E., YANG H.C. Detection of small cracks using high- $T_c$  SQUID in a unshielded environment. *Supercond. Sci. Technol.*, 2002, 15, 416-420.
- [38] KREUTZBURCK M. V., ALLWEINS K., GIERELT G., et al. Defect detection in thick aircraft samples using HTS SQUID magnetometers. *Physica C.*, 2002, 368, 85-90.
- [39] POPOVIC R.S., FLANAGAN J.A., BESSE P.A. The future of magnetic sensors. *Sensor and Actuators*, 1996, A 56, 39-55.
- [40] SOPHIAN A., TIAN G. Y., ZAIRI S. Pulsed magnetic flux leakage techniques for crack detection and characterisation. *Sensors and Actuators*, 2006, A 125, 186-191.
- [41] LEBRUN B., JAYET Y., BABOUX J. C. Pulsed eddy current signal analysis: application to the experimental detection and characterization of deep flaws in highly conductive materials. *NDT & e international*, 1997, 3, 3, 163-170.
- [42] FUJITA Y., SASADAA I. Detection of flaws in ferromagnetic samples based on low frequency eddy current imaging. *Journal of Applied Physics*, 2003, 93, 10, 8277-8279.
- [43] GRUGER H. Array of miniaturized fluxgate sensors for non-destructive testing applications. *Sensors and Actuators*, 2003, A 106, 326–328.
- [44] BETTAIEB L, KOKABI H., POLOUJADOFF M., et al. Comparison of the use of SQUID and Hall Effect sensors in NDE.
- [45] KOSMAS K., SARGENTIS Ch., TSAMAKIS D., et al. Non-destructive evaluation of magnetic metallic materials using Hall sensors. *Journal of Materials Processing Technology*, 161, 2005, 359-362.
- [46] HE D. E., YOSHIZAWA M. Dual-frequency eddy-current NDE based on high- $T_c$  rf SQUID. *Physica C*, 2002, 383, 223–226.

- [47] ZHONG C. R., HE Y. S., LIANG J. W., et al. Scanning SQUID Microscope NDT System Based on Eddy Current Testing. *J Supercond Nov Magn*, 2009, DOI 10.1007.
- [48] NAGENDRAN R., JANAWADKAR M. P., PATTABIRAMAN M., et al. Development of SQUID-Based System for Nondestructive Evaluation. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 17, 3, 3824-3829..
- [49] OKITA K., TSUDUKI M., SAKUTA K., et al. Remote NDE using high-Tc SQUID. *Physica C*, 2007, 463–465, 1052–1055.
- [50] JOISTEN H., GUILHAMAT B., AUDOIN M., et al. Micro Fluxgate Performance Improvement in Microtechnology. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, 41, 11, 4356-4358.
- [51] Dolabdjian C., Perez L., Waché G (2006). Improvement in the detection of subsurface fatigue cracks under airframe fasteners using improved rotating giant magnetoresistance magnetometer head. ECNDT, Berlin.
- [52] Lehui D, "Etude et amélioration des performances en bruit de capteurs à MagnétoImpédance Géante. Application à la magnétométrie à très haute sensibilité" thèse de doctorat de l'université de Caen, 2008.
- [53] DING L, SAEZ S., DOLABDJIAN C., et al. Equivalent magnetic noise limit of low-cost GMI magnetometer *IEEE Sensors Journal*, 2008, 9, 2, 159-168.
- [54] [www.NVE.com](http://www.NVE.com)
- [55] HAMIA R., CORDIER C., SAEZ. S., et al. Giant Magneto Impedance Sensor for Non Destructive Evaluation EddyCurrent System ", *Sensor Letters*, 2009, 7, 3, 437–441.
- [56] BUTIN L., WACHE G., PEREZ L. et al. New NDE perspectives with magnetoresistance array technologies – from research to industrial applications, *Magnetic Sensors, Insight*, 2005, 47, 5.
- [57] PEREZ L., LE HIR J., DOLABDJIAN C., et al. Investigation in detection of fatigue cracks under rivet head airframe using improved GMR magnetometer in an Eddy Current system. *Journal of Electrical Engineering*, 2004, 55, 10/s, 10-11.

- [58] DUFAY B., SAEZ S., DOLABDJIAN C., et al. Impact of Electronic Conditioning on the Noise Performance of a Two-Port Network Giant MagnetoImpedance Magnetometer. *IEEE Sensors Journal*, 2011, 11, 6, 1317-1324.
- [59] KREUTZBRUCK M.V., ALLWEINS K., HEIDEN C. (2000). Fluxgate-magnetometer for the detection of deep lying defects. 15th WCNDT.
- [60] KREUTZBRUCK M. V., MUCK M., BABY U., et al. Detection of Deep Lying Cracks by Eddy Current SQUID NDE. 7th ECNDT, Copenhagen.
- [61] DODD C. V., DEEDS W. E. Analytical solutions to Eddy-Current probe-coil problems. *Journal of applied physics*, 1968, 39, 6, 2829-2838.
- [62] LUQUIRE J. W., DEEDS W. E, DODD C. V. Alternating current distribution between planar conductors. *Journal of applied physics*, 1970, 41, 10, 3983-3991.
- [63] THEODOROS P. Theodoulidis. Model of ferrite-cored probes for eddy current nondestructive evaluation. *Journal of applied physics*, 2003, 93, 5, 3071-3078.
- [64] THEODOROS P. Theodoulidis. Analytical model for titled coils in eddy current nondestructive inspection. *IEEE transactions on magnetics*, 2005, 41, 9, 2447-2454.
- [65] PANAS S., KREIZIS E. E., et al. Eddy current Distribution due to a rectangle current frame moving above a conducting slab. *Archiv Fur Electrochnik*, 1986, 69, 185-191.
- [66] PREMEL D., DECITRE J. M., PICHENOT G. Simulation of eddy current inspection including magnetic field sensor such as a Giant MagnetoResistance over planar stratified media components with embedded flaws. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 2011, 30, AIP conf. Proc. 1335, 655-662.
- [67] [www.civa-cea.fr](http://www.civa-cea.fr)
- [68] BIRO O., PREIS K. On the use of the magnetic vector potential in the Finite Element Analysis of three-dimensional Eddy Currents. *IEEE transactions on magnetics*, 1989, 25, 4, 3145-3158.
- [69] BIRO O., PREIS K. Finite element analysis of 3D eddy currents. *IEEE transactions on magnetics*, 1990, 26, 2, 418-423.
- [70] BIRO O. Edge element formulations of eddy current problems. *Computer methods in Applied Mechanics and Engineering*, 1999, 169, 391-405.

- [71] RUBINACCI G., TAMBURINO A., VENTRE S. An Efficient Numerical Model for a Magnetic Core Eddy-Current Probe. IEEE transactions on magnetics, 2008, 44, 6, 1306-1309.
- [72] EMSON C. R. I., SIMKIN J. An optimal method for 3D eddy currents," IEEE transactions on magnetics, 1983, 19, 6, 2450-2452.
- [73] SIMKIN J. Eddy current modeling in three dimensions. IEEE transactions on magnetics, 1986, 22, 5, 609-613.
- [74] ZENG Z., UDPA L., UDPA S. S, et al. Reduced Magnetic Vector Potential Formulation in the Finite Element Analysis of Eddy Current Nondestructive Testing. IEEE transactions on magnetics, 2009, 45, 3, 964-967.
- [75] MORISUE T. A new formulation of the magnetic vector potential method in 3-D multiply connected regions. IEEE transactions on magnetics, 1988, 24, 1, 90-93.
- [76] BIRO O., PREIS K., RENHART W. Finite Element Analysis of 3D Multiply Connected Eddy Current Problems. IEEE transactions on magnetics, 1989, 25, 5, 4009-4011.

# *Liste des travaux*

## **1. Revues internationales**

- **R. Hamia**, C. Cordier, S. Saez, C. Dolabdjian, "Eddy Current Non Destructive Testing using an Improved Giant MagnetoResistance Magnetometer and a single wire as inducer. A benchmark performance analysis with the help of the Finite Element Method ", IEEE Trans On Magnetics, vol.46, No.10, pp: 3731-3737, October 2010.

## **2. Revues nationales**

- **R. Hamia**, C. Cordier, C. Dolabdjian, " Etude des performances de magnétomètres à haute sensibilité pour la détection de fissures profondes ", I2M « Instrumentation, Mesure, Métrologie », « Méthodes innovantes en contrôle non destructif », vol.10-n°1-2/2010, pp.53-72 (papier invité).

## **3. Conférences internationales avec acte et comité de lecture**

- **R. Hamia**, C. Cordier, C. Dolabdjian, " From magnetic sensors to applications, GREYC magnetic sensor R&D exemplified by the use of improved giant magnetoresistance magnetometer in Non-Destructive Testing", Sensitec, Germany, Mars 2010 (papier invité).

- **R. Hamia**, C. Cordier, S. Saez, C. Dolabdjian, " Giant Magneto Impedance Sensor for Non Destructive Evaluation EddyCurrent System ", Sensor Letters, vol.7, pp. 437-441, 2009, suite à la conférence EMSA 2008.

- L. Ding, B. Dufay, **R. Hamia**, S. Saez, C. Cordier, M. Denoual, M. Lam, C. Dolabdjian, "Highly sensitive magnetic sensor development and use. Some elements of thought through GREYC lab experience ", Biomagsens workshop, October 2008.

## **4. Conférences internationales sans acte**

- **R. Hamia**, C. Cordier, C. Dolabdjian, " Seperability of multiple deep crack defects with a NDE Eddy Current system", MM2010, Prague, September 2010 (présentation orale).

## **5. Conférences nationales avec acte et comité de lecture**



- **R. Hamia**, C. Cordier, C. Dolabdjian, " Magnétomètre à très haute sensibilité pour le Contrôle Non Destructif par Courant de Foucault " C2I 5ème Colloque Interdisciplinaire en Instrumentation, Le Mans, Janvier 2010.

- **R. Hamia**, C. Cordier, S. Saez, C. Dolabdjian, "État de l'art du développement des Contrôles Non Destructifs par des méthodes électromagnétiques à l'aide de magnétomètre à haute sensibilité ", Journées COFREND, The e-Journal & Database of Nondestructive Testing (NDT.net) Toulouse, Mai 2008.

## 6. Conférences nationales sans acte

- **R. Hamia**, C. Cordier, S. Saez, C. Dolabdjian, "Les capteurs magnétiques à très haute sensibilité pour la détection de défauts dans des matériaux conducteurs", Journée scientifique GRD Ondes -COFREND, Contrôle non destructif par courants de Foucault : de la mesure à l'imagerie, Paris, Janvier 2008.

## 7. Brevet

- **2009-2010** : Demande de dépôt de brevet déposé sous le n°10 51718 par le CNRS. Inventeurs : **R. Hamia** (33%), C. Cordier (33%), C. Dolabdjian (34%), « Procédé et dispositif de détermination de caractéristiques physiques d'une fissure dans une pièce de matériau conducteur et système de surveillance structurelle correspondant ».

## 8. Projet

- **2009-2010** : Contrat Intercontrol. J.Gasnier, S. Lebargy, **R. Hamia**, C. Cordier, C. Dolabdjian, "Utilisation de capteurs magnétiques dans les applications à courant de Foucault" (20 k€).

- **2009-2010** : Contrat avec l'école Polytechnique de Montréal. **R. Hamia**, C. Cordier, S. Saez, C. Dolabdjian, "Caractérisation de rubans ferromagnétiques doux"(4.5 k€).

# *Notation*

$H$	Vecteur champ magnétique
$E$	Vecteur champ électrique
$B$	Induction magnétique
$D$	Induction Electrique
$\omega$	Pulsation du champ magnétique
$z$	Profondeur de distribution de CF
$\sigma$	Conductivité électrique
$\mu$	perméabilité magnétique dans les matériaux conducteurs
$J_x$	Densité du courant électrique dans les matériaux conducteurs selon l'axe $x$
$J_0$	Densité du courant à la surface des matériaux conducteurs
$f$	Fréquence du champ magnétique
$\delta$	Profondeur de pénétration standard de CF
$V$	Tension induite aux bornes d'une bobine
$\phi$	Flux du champ magnétique
$n$	Nombre des spires de la bobine
$A$	aire de la bobine
$S$	Sensibilité de la bobine
$f_0$	Fréquence de la résonance de la bobine
$C$	Capacité de la bobine

$R$	Résistance de la bobine
$v_b$	Bruit thermique de la bobine
$T$	Température en Kelvin
$k_B$	Constante de Boltzmann
$\Delta f$	Bande passante de fréquence
$RSB$	Rapport signal à bruit
$V_{cc}$	Tension d'alimentation
$e_n$	Densité spectrale du bruit équivalent en tension de l'amplificateur
$b_{n-ext}$	Densité spectrale du bruit équivalent en champ de l'environnement
$b_n$	Densité spectrale du bruit équivalent en champ du capteur
$S_0$	Sensibilité du capteur
$H_{exc}$	Champ magnétique extérieure appliqué
$Z$	Impédance du capteur GMI
$v_{ac}$	Tension de la polarisation
$V_{dc}$	Tension d'alimentation du GMR
$I_0$	Amplitude maximale du courant d'excitation
$f_{exc}$	Fréquence d'excitation
$A$	Potentiel vecteur magnétique
$T$	Potentiel vecteur électrique
$\varphi$	Potentiel scalaire magnétique
$V$	Potentiel scalaire électrique
$n$	Normal à la surface séparant deux milieu
$\Gamma$	Frontière d'un domaine d'étude
$J_s$	Densité du courant de la source

$H_s$	Champ magnétique de l'inducteur
$H_r$	Champ magnétique créé par la réaction des matériaux conducteurs
$A^*$	Potentiel vecteur magnétique modifié
$\varphi_r$	Potentiel scalaire magnétique réduit
$B_{i,0}$	Induction magnétique détectée sur la cale saine selon l'axe $i$
$B_{i,défaut}$	Induction magnétique détectée sur la cale avec défaut profond selon l'axe $i$
$ \Delta B_i $	signal magnétique utile induit par le défaut selon l'axe $i$
$h_{inducteur}$	Hauteur de l'inducteur au dessus de la plaque testée
$h_{GMR}$	Hauteur du capteur au dessus de la plaque testée
$d$	Distance capteur-inducteur
$L_{plaque}$	Longueur de la plaque
$l_{plaque}$	Largeur de la plaque
$e_{plaque}$	épaisseur de la plaque
$h_{défaut}$	Hauteur du défaut
$L_{défaut}$	Longueur du défaut
$l_{défaut}$	largeur du défaut
$f_{opt}$	Fréquence d'excitation optimale
$d_{M,H}$	Largeur à mi hauteur du signal détecté
$d_{0,m}$	Distance de séparabilité
$d_{plaque}$	Diamètre de la plaque
$\alpha$	Angle d'excitation du champ tournant
$\beta$	Angle du défaut