

Conception et optimisation de capteurs à courants de Foucault pour la détection de défauts profonds dans des matériaux amagnétiques

Frédéric Thollon

▶ **To cite this version:**

Frédéric Thollon. Conception et optimisation de capteurs à courants de Foucault pour la détection de défauts profonds dans des matériaux amagnétiques. Autre. Ecole Centrale de Lyon, 1995. Français. NNT : . tel-00140036

HAL Id: tel-00140036

https://theses.hal.science/tel-00140036

Submitted on 4 Apr 2007

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.

No D'ORDRE : E.C.L. 95-05 **ANNEE 1995**

THESE

présentée devant

L'ECOLE CENTRALE DE LYON

pour obtenir

le titre de DOCTEUR
Spécialité : Génie Électrique

préparée au sein de

L'ECOLE DOCTORALE DE LYON DES SCIENCES POUR L'INGENIEUR
ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE

Conception et optimisation de capteurs à courants de Foucault pour la détection de défauts profonds dans des matériaux amagnétiques

Soutenue le 31 Janvier 1995 devant la Commission d'Examen :

M. C. SOL , Président

et MM. N. BURAIS ,
Y. JAYET (rapporteur),
M. JUFER,
A. NICOLAS,
H. TRETOUT,
J.C. TRIGEASSOU (rapporteur).

Remerciements

Ce travail a été réalisé au Centre de Génie Electrique de Lyon (CEGELY) dans le cadre d'un contrat de recherche avec l'AIA de Clermont-Ferrand. Je remercie Monsieur le Professeur Alain NICOLAS, Directeur du CEGELY, qui a mis tout en oeuvre pour faciliter la réalisation de ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements à :

- Monsieur le Professeur SOL, Directeur du LESIR, qui m'a fait l'honneur mais surtout le plaisir de présider le jury de cette thèse.

- Monsieur le Professeur TRIGEASSOU de l'Université de Poitiers, Monsieur le Professeur JUFER de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Monsieur JAYET Maître de Conférences à l'INSA de Lyon, Monsieur TRETOUT Ingénieur à DASSAULT AVIATION pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour ce travail en honorant le jury de leur présence.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Noël BURAIS pour les nombreux échanges fructueux que nous avons eu tout au long de ce travail et pour tous les outils qu'il a mis à ma disposition, sans lesquels je n'aurais pu aboutir.

Ce travail n'aurait pu être aussi complet sans la participation et la compétence des membres du CEGELY qui ont su m'aider à tout moment. En particulier, j'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur CHAPPUIS pour la réalisation des capteurs, Monsieur PREBET pour toute la partie électronique et à Monsieur RASOLONJANAHARY pour sa compétence et son efficacité dans le domaine de la modélisation 3D.

J'adresse mes remerciements à tous ceux qui m'ont aidé et encouragé tout au long de ce travail, tant à l'intérieur du laboratoire qu'à l'extérieur, trop nombreux pour être cités de peur d'en oublier certains.

LISTE DES SYMBOLES

a:	rapport cyclique	
f:	fréquence	Hz
n:	nombre de spires	
r:	rayon	m (mm)
s:	section	m^2 (mm^2)
w:	énergie des courants de Foucault	JSm^{-1}
(x,y,z):	coordonnées cartésiennes	m (mm)
(r,θ,z):	coordonnées cylindriques	
A:	potentiel vecteur magnétique	Wbm^{-2}
A*:	potentiel vecteur magnétique modifié	Wbm^{-2}
B:	vecteur induction magnétique	T
BDH:	induction différentielle horizontale	T
BDV:	induction différentielle verticale	T
E:	vecteur champ électrique	Vm^{-1}
I:	intensité des courants	A
H:	vecteur champ magnétique	Am^{-1}
J:	vecteur densité de courant	Am^{-2} (A/mm^2)
R:	résistance électrique	Ω
P:	puissance active	W
Q:	puissance réactive	VAr
T:	potentiel vecteur électrique	Am^{-1}
T:	période	s
Tp:	durée d'une impulsion	s
X:	réactance	Ω
Z:	impédance	Ω
V:	potentiel scalaire électrique	V
δ:	profondeur de pénétration des courants de Foucault	m (mm)
ϕ:	potentiel magnétique total scalaire	A
ϕ_r:	potentiel scalaire magnétique réduit	A
μ:	perméabilité absolue des matériaux	Hm^{-1}
ρ:	résistivité des matériaux	Ωm
σ:	conductivité des matériaux	Sm^{-1}
ω:	pulsation des grandeurs électriques	rd/s

SOMMAIRE

Introduction. 6

Préambule. 11

Chapitre 1: Etat de l'art. 15

1. Introduction. 16

2. Approche du phénomène physique. 16

3. Technique de contrôle non destructif par courants de Foucault. 18

3.1. Bobines d'excitation et éléments de mesure. 18

3.2. Techniques de mesures. 20

3.3. Signaux d'excitation et exploitation 20

3.3.1. Contrôle mono-fréquence 21

3.3.2. Contrôle multi-fréquences 22

3.3.3. Contrôle par courants de Foucault pulsés. 22

3.4. Conclusions. 23

4. Le modèle et les méthodes de résolution. 24

4.1. Les équations de Maxwell. 24

4.1.1. Généralités 24

4.1.2. Les formulations 25

4.1.2.1. Formulation AV. 25

4.1.2.2. Formulation A*. 25

4.1.2.3. Formulation Tf. 26

4.1.2.4. Formulation ffr. 26

4.1.2.5. Conclusion sur les formulations. 26

4.2. Méthodes de résolution 27

4.2.1. Solutions analytiques 28

4.2.2. Résolution en 2D par la méthode des éléments finis 28

4.2.3. Résolution en 3D par la méthode des éléments finis 30

4.2.3.1. Introduction. 30

4.2.3.2. Couplage entre les formulations. 30

4.2.3.3. Conclusions. 32

4.3. Conclusions 34

5. Caractérisation des courants de Foucault sinusoïdaux. 35

5.1. Demi espace conducteur excité par une nappe plane infinie de courant. 35

5.2. Profondeur de pénétration standard et réelle. 36
5.2.1. Bobine au-dessus d'un demi-espace conducteur. 37
5.2.2. Bobine au-dessus d'une plaque d'épaisseur finie. 38
5.3. Conclusions. 39

6. Caractérisation des courants de Foucault pulsés. 40
6.1. Intérêt et applications des courants de Foucault pulsés. 40
6.2. Modélisation analytique des CFP dans le cas d'une onde plane arrivant perpendiculairement à un conducteur plan d'épaisseur w. 40
6.3. Cas d'une bobine cylindrique. 42
6.4. Cas particulier des capteurs à masque. 42
6.5. Conclusions. 44

7. Modélisation des défauts. 45

8. Conclusions. 46

9. Références bibliographiques. 47

Chapitre 2: Modélisation des courants de Foucault en présence de défaut.

1. Introduction. 51

2. Influence d'un défaut sur la répartition des courants de Foucault. 51
2.1. Défaut débouchant. 52
2.2. Défaut en profondeur. 58
2.3. Conclusions. 59

3. Comparaison entre un défaut axisymétrique et un défaut "réel". 62
3.1. Défaut débouchant. 62
3.1.1. Grandeurs globales. 62
3.1.2. Grandeurs locales. 63
3.1.2.1. Induction magnétique. 63
3.1.2.2. Densité de courant. 63
3.2. Défaut profond. 65
3.2.1. Grandeurs globales. 65
3.2.2. Grandeurs locales. 65
3.2.2.1. Induction magnétique. 65
3.2.2.2. Densité de courant. 65

4. Vérification expérimentale. 67
4.1. Dispositif expérimental 67

4.2. Résultats....68

5. Conclusions....70

Chapitre 3: Validation de la modélisation et analyse des limites du contrôle en sinusoïdal. 72

1. Introduction....73

2. Le logiciel....73

3. Validation expérimentale....74

3.1. Dispositif expérimental....74

3.2. Résultats....75

4. Sensibilité de la réponse du capteur aux variations des paramètres géométriques du capteur....77

4.1. Influence du rayon du bobinage....77

4.2. Influence de la hauteur de la bobine....78

4.3. Influence de la distance capteur-matériau (lift-off)....79

4.4. Conclusions....79

5. Application à la détection des défauts profonds....82

5.1. Choix de la bobine....82

5.2. Choix de la fréquence....82

5.3. Limite de la détection en profondeur....83

6. Conclusions....86

Chapitre 4: Conception d'un dispositif de détection par courants de Foucault pulsés.

1 Introduction....88

2 Structure du capteur et grandeurs à optimiser....88

3 Description et caractérisation des courants de Foucault....91

4 Détermination du dispositif de mesure....96

4.1. Rayon de la bobine et durée optimale de l'impulsion....96

4.2. Position des capteurs et du choix de la composante....97

4.3. Vérification expérimentale....98

4.3.1. Défaut 5mmx5mm....99

4.3.2. Défaut 1mmx1mm....101

4.4. Conclusions....102

5 Influence de la forme de l'impulsion. 103
5.1. Comparaison de différentes impulsions 103
5.2. Conclusions. 104
5.3. Contrôle multi-fréquentiel. 105
5.3.1. Présentation. 105
5.3.2. Application aux assemblages rivetés 105
5.3.2.1. Nature de l'excitation. 105
5.3.2.2. Résultats. 106
5.3.2.3. Identification des défauts. 108
5.3.3. Conclusions. 110
5.4. Contrôle impulsionnel. 115
5.4.1. Limitations liées à la bobine d'excitation. 115
5.4.2. Spectre large du signal. 115
5.4.3. Excitation "mono-fréquence". 116
5.4.4. Stratégie de détection. 116
5.4.5. Vérification expérimentale. 118
5.5. Conclusion 120

6 Prise en compte des contraintes d'environnement. 121
6.1. Introduction 121
6.2. Etude de l'effet de bord. 121
6.3. Influence du rayon de la bobine. 121
6.4. Canalisation des lignes de champ. 123

7. Conclusions. 127

8. Références bibliographiques. 128

Chapitre 5: Le dispositif expérimental. 129

1. Structure du dispositif expérimental. 130

2. Structure des capteurs. 130
2.1. Introduction 130
2.2. Capteurs de champ 131
2.2.1. Magnéto-résistances. 133
2.2.1.1. Magnéto-résistances monocouches (MR). 133
2.2.1.2. Autres magnéto-résistances 135
2.2.2. Sondes à effet Hall. 135
2.2.3. Conclusions. 137

3. Interfaçage des sondes à effet Hall SS94. 138

3. Interfaçage des sondes à effet Hall SS94. ..... **138**

4. Dispositif d'excitation. **139**

4.1. Générateur de signaux. 139

4.2. Interface de puissance. 139

5. Conclusions. **141**

Chapitre 6: Optimisation automatique. **142**

1. Introduction. **143**

2. Principe de l'algorithme génétique. **144**

2.1. Reproduction. 144

2.2. Croisement. 145

2.3. Mutation. 146

2.4. Comment fonctionne l'algorithme génétique? 146

2.4.1. Effet de la reproduction. 147

2.4.2. Effet du croisement. 147

2.4.3. Effet de la mutation. 147

2.4.4. Nombre de copies. 147

2.5. Implementation. 147

3 Application de l'Algorithme Génétique à l'Evaluation Non Destructive : la mesure d'épaisseur de revêtement. **150**

4. Couplage de la méthode avec un logiciel de CAO. **150**

4.1. Présentation du logiciel 153

4.2. Implantation de l'optimisation dans le logiciel de CAO [THOL94b] 153

4.3. Application du logiciel au Contrôle Non Destructif : optimisation d'un capteur pour la détection de fissures. 155

5. Conclusion **154**

6. Références bibliographiques. **159**

Conclusion générale et perspectives. **160**

Bibliographie. **164**

INTRODUCTION

Les exigences au niveau de la qualité des produits et en matière de sécurité deviennent de plus en plus contraignantes dans l'activité industrielle. Au niveau de la production, il faut dimensionner les pièces au plus juste tout en garantissant leur durée de vie. Durant l'exploitation du produit, le maintien en état de marche dans de bonnes conditions de sécurité nécessite une bonne connaissance de l'évolution de celui-ci. Cette connaissance permettra en particulier de programmer les opérations de maintenance, voire de réparations, en entravant le moins possible la production. De plus, en évitant l'apparition de défauts trop importants, la durée de vie du produit va augmenter. Ceci justifie l'importance croissante que prend le contrôle non destructif.

Les méthodes de contrôle non destructif sont utilisées soit pour évaluer des grandeurs caractéristiques du produit (épaisseur, conductivité), soit pour déceler la présence de défauts qui, s'ils sont jugés dangereux, provoque le rejet de la pièce ou un arrêt d'exploitation pour réparation. Dans le premier cas, on parle d'évaluation non destructive (END) et dans le second, de contrôle non destructif (CND).

Parmi les méthodes utilisées, on peut citer les ultrasons, les méthodes utilisant des rayonnements (radioscopie) et les méthodes électromagnétiques (magnétoscopie, injection de courant, courants de Foucault).

Le choix d'une méthode dépend d'un grand nombre de facteurs tels que la nature des matériaux constituant les pièces à contrôler, la nature de l'information recherchée (détection ou mesure, position et forme du défaut, ...), le type du contrôle à effectuer (contrôle en ligne sur pièce mobile, possibilité de contact ou non avec la pièce, ...), les problèmes économiques (coût, ...), etc.

Les méthodes électromagnétiques sont fréquemment utilisées (bien qu'à une échelle moindre que les ultrasons) pour le contrôle des pièces conductrices. Par exemple, le contrôle de pièces de fonderie peut se faire par magnétoscopie (industrie automobile, industrie pétrolière). Les tubes peuvent être testés par courants de Foucault, soit en cours de fabrication, soit lors des phase de maintenance (sidérurgie, nucléaire).

Ces méthodes donnent des résultats satisfaisants. Parmi celles-ci, les courants de Foucault occupent déjà une place importante et sont encore appelés à se développer fortement (par exemple, aux dépens de la magnétoscopie). En effet, c'est une méthode facile à mettre en

oeuvre d'un point de vue matériel, ne nécessitant pas de contact avec la pièce à contrôler ni de produits annexes comme c'est le cas pour la magnétoscopie et les ultrasons.

Elle donne de très bons résultats pour la mesure de faibles épaisseurs et la détection de défauts de surface ou de faible profondeur. Mais l'augmentation des exigences (en terme de taille, de profondeur, de nature des matériaux) fait que les méthodes classiques de développement (l'utilisation de la notion de profondeur de pénétration standard par exemple) ne permettent pas de les satisfaire.

Pour pouvoir améliorer les performances, il est nécessaire avant toute chose d'avoir une connaissance aussi complète que possible du phénomène physique. Les courants de Foucault n'étant pas directement accessibles par la mesure, ils ne peuvent être étudiés que par l'intermédiaire de mesures sur d'autres grandeurs sur lesquelles ils agissent, ou en utilisant des outils de modélisation. Bien que les équations de Maxwell permettant de modéliser ce phénomène soient connues depuis longtemps, l'acquisition de cette connaissance se heurte à de nombreuses difficultés. En effet, les courants de Foucault sont purement tridimensionnels dans la plupart des situations de contrôle. Enfin, ils se développent dans des matériaux dont les caractéristiques physiques (conductivité, perméabilité) ne sont pas toujours connues avec précision et sont variables d'un échantillon à l'autre. Ceci complique la prédétermination pour laquelle la connaissance des propriétés physiques est indispensable.

Tous ces éléments font du contrôle par courants de Foucault une méthode à la fois simple à mettre en oeuvre (il est très facile de créer des courants de Foucault à l'aide d'une bobine) et très complexe. En effet, pour un contrôle donné, comment créer une "bonne" répartition des courants de Foucault permettant d'avoir un "signal de défaut" aussi grand que possible?

Cette complexité fait que dans la pratique, les techniques de CND sont souvent développées de manière empirique en utilisant des modèles mono-dimensionnels (profondeur de pénétration standard) et à partir de l'expérience acquise. Les améliorations par rapport à ce modèle ne prennent souvent en compte qu'un seul des éléments de la chaîne du contrôle (dimension de la bobine d'excitation, méthode de mesure, forme du signal d'excitation), et non la globalité du dispositif.

L'introduction d'une démarche englobant tous les aspects du contrôle par courants de Foucault doit permettre d'obtenir des dispositifs de détection plus performants et de repousser ainsi les limites actuelles de performance.

L'objectif de notre travail est donc de définir et mettre en oeuvre des outils permettant de développer des capteurs à courants de Foucault destinés à détecter des défauts à grande profondeur (au-delà des limites actuelles de détection). Le principe fondamental de celui-ci est l'utilisation conjointe des outils de modélisation et de l'expérimentation.

Après un préambule présentant le contexte industriel servant de support pratique à notre étude, le chapitre 1 présente l'état actuel tant des méthodes expérimentales que des outils de modélisation. Cela permettra en particulier de mettre en évidence les limites des hypothèses simplificatrices souvent utilisées lors du développement des capteurs.

Une meilleur connaissance des courants de Foucault passe par l'utilisation d'outils de modélisation. Le chapitre 2 permettra d'évaluer les possibilités d'utilisation du logiciel 3D *FLUX3D* et du logiciel 2D *FISSURE* dans le domaine du CND, leurs limitations (temps de calcul, hypothèses simplificatrices, précision, ...), leurs champs d'application. De plus, le logiciel 3D permettra de valider les hypothèses simplificatrices faites dans le logiciel 2D.

Le chapitre 3 est consacré à la validation de *FISSURE* dans le cas des courants de Foucault sinusoïdaux. Parallèlement, nous mettrons en évidence l'importance des paramètres géométriques de la bobine d'excitation sur la mesure et, donc de la nécessité de les optimiser. Nous préciserons la limite de détection en profondeur avec cette méthode. Cette limite étant en-deça des objectifs visés, il est apparu nécessaire d'abandonner une excitation sinusoïdale pour une excitation de type impulsionnelle.

Le chapitre 4 est consacré à la mise au point d'une méthode de détection par courants de Foucault pulsés (C.F.P.). Une méthode de caractérisation des C.F.P. est tout d'abord définie puisque les grandeurs classiques utilisées en sinusoïdal ne sont plus utilisables. Puis, les différents éléments du dispositif de mesure sont optimisés (dimension de la bobine, position des éléments de mesure, choix de la grandeur à mesurer, forme de l'excitation). Cette optimisation se fait par étape en ne considérant qu'un paramètre à la fois. Les performances du

capteur ainsi défini sont évaluées expérimentalement à chaque étape pour valider les résultats donnés par la simulation et vérifier que les objectifs visés sont atteints.

Le chapitre 5 est consacré à la description du dispositif expérimental développé pour valider les résultats obtenus par la modélisation.

Un capteur optimal a ainsi été obtenu pas à pas. Cette méthode est lourde à cause du nombre important de simulations à effectuer et nécessite de faire un choix dans l'ordre d'optimisation des paramètres. On peut se demander si cet ordre n'intervient pas sur la solution. Dans le chapitre 6, une technique d'optimisation automatique est présentée permettant d'obtenir "le meilleur capteur" et "le meilleur signal d'excitation" , tous les paramètres étant considérés en même temps. Cet outil, basé sur des techniques stochastiques, a été implanté dans *FISSURE* et s'avère très efficace puisqu'il permet d'obtenir des capteurs dont les performances sont supérieures à celles des capteurs existants.

PREAMBULE

Pourquoi améliorer les performances des dispositifs de détection à courants de Foucault? N'existe-t-il pas une autre méthode de contrôle non destructif plus adaptée à notre problème? Apporter une réponse à ces questions est obligatoirement la première étape à tout développement.

La structure servant de base expérimentale à cette étude est représentée figure 1. C'est un assemblage type rencontré dans les ailes d'avion. L'ensemble est constitué d'une plaque et d'un longeron en alliage d'aluminium assemblés par des rivets en titane. Des défauts peuvent se développer le long du rivet dans le longeron à une profondeur supérieure à 5mm . On peut voir figure 2 un exemple de défauts pouvant apparaître le long des alésages. A l'heure actuelle, le contrôle se fait par démontage de l'assemblage et par inspection de l'alésage par courants de Foucault. Cette technique, longue à mettre en oeuvre, n'est appliquée qu'à un certain nombre de rivets choisis "judicieusement", et peut elle-même être génératrice de défauts lors du démontage et du remontage.

Les objectifs de notre travail sont donc de pouvoir détecter sans démontage du rivet des défauts aussi petits que possible à 5mm de profondeur (<1mm x1mm) et des défauts importants à une profondeur supérieure à 15mm.

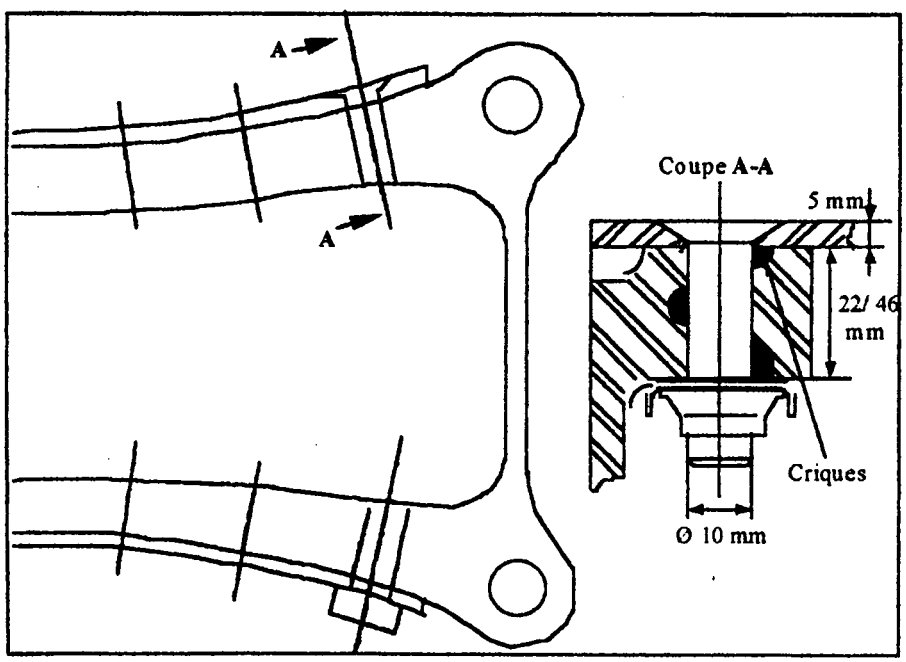
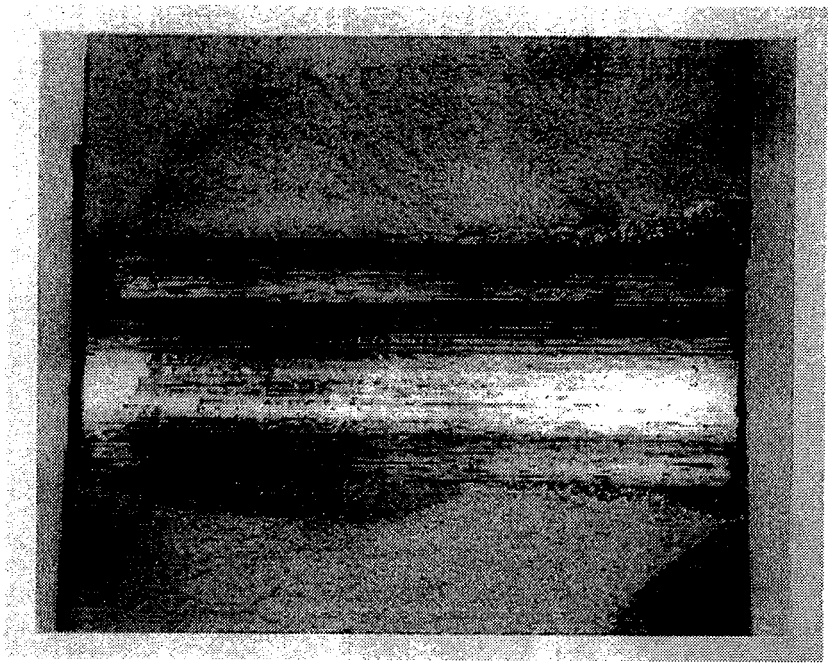


figure 1: dispositif à contrôler.



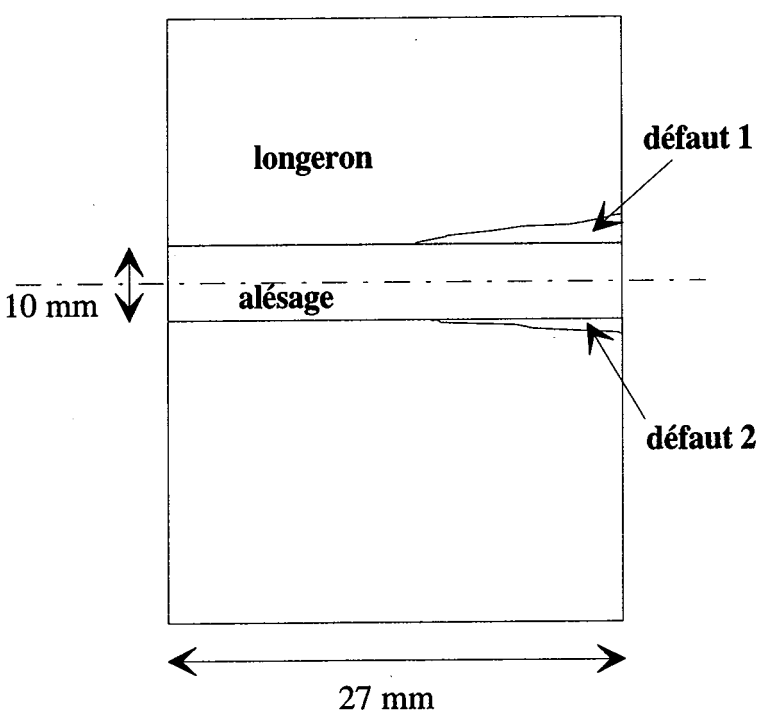


figure 2: exemple de défaut recherché.

document DASSAULT AVIATION

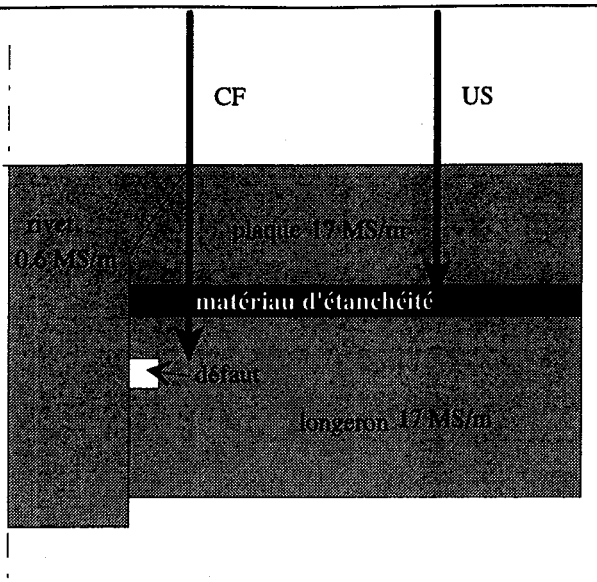


figure 3: choix d'une méthode de contrôle.

Habituellement, la détection de défauts en présence du rivet à ces profondeurs et dans ce type de matériau se fait en utilisant les ultrasons. Malheureusement, la présence d'un matériau d'étanchéité entre le revêtement (figure 3) et le longeron amortit fortement les ondes ultrasonores. Une méthode de contrôle par courants de Foucault s'impose donc.

La conductivité de l'aluminium est très élevée et provoque donc une atténuation importante des courants de Foucault avec la profondeur. Les limites de détection avec des appareils industriels se situent aux environs de 8mm pour des défauts importants (de l'ordre de 5mm x 5mm). Dans ces conditions, nos objectifs dépassent les limites de détection de ces appareils et justifient donc cette étude. Tous les résultats présentés par la suite, aussi bien au niveau de l'expérience qu'au niveau de la modélisation, sont obtenus avec la structure et les matériaux de la figure 3.

CHAPITRE 1:
ETAT DE L'ART

1. Introduction.

Les techniques de contrôle par courants de Foucault sont utilisées depuis 1926. Elles se sont développées essentiellement de manière expérimentale. Le besoin de disposer de grandeurs permettant de caractériser la répartition des courants induits s'est imposé très vite mais s'est heurté aux problèmes posés par la résolution des équations de Maxwell. Au début, seules des résolutions analytiques étaient envisageables moyennant des hypothèses très restrictives. C'est dans ces conditions qu'est apparue en particulier la notion de profondeur de pénétration standard. Malgré le développement des méthodes numériques, cette notion est encore largement utilisée sans tenir compte des conditions de sa validité.

Dans cette partie, sont présentés d'une part, la structure des principaux dispositifs de contrôle par courants de Foucault, et d'autre part, les outils de modélisation pouvant être utilisés pour leur développement. Une attention toute particulière sera apportée aux conditions d'utilisation de chaque méthode. Nous mettrons en évidence que chacune d'elles peut être appliquée à une situation de contrôle.

Les principaux résultats concernant la répartition et la caractérisation des courants de Foucault sont rappelés, aussi bien pour une excitation sinusoïdale que pour une excitation pulsée. Nous nous attacherons tout particulièrement à mettre en évidence les hypothèses simplificatrices les plus fréquemment utilisées lors du développement des capteurs et les limitations des paramètres définis pour décrire les courants de Foucault.

2. Approche du phénomène physique.

Le contrôle par courants de Foucault repose sur le phénomène de l'induction électromagnétique (découvert par Faraday en 1831). Tout matériau conducteur placé dans un champ magnétique variable est le siège d'une force électromotrice d'induction. Cette fem donne naissance à des courants induits appelés courants de Foucault. Deux propriétés caractérisent ces courants:

- l'intensité de ceux-ci dépend de l'importance des variations du flux.

- ils se développent de manière à s'opposer à la cause qui leur donne naissance. C'est le phénomène d'effet de peau qui se traduit par la décroissance des courants induits lorsqu'on s'éloigne de la source d'excitation.

Ces propriétés ont des effets antagonistes. Plus les variations de flux sont importantes, plus l'intensité des courants est importante à proximité du dispositif générant le flux, plus cette intensité décroît rapidement lorsqu'on s'éloigne du dispositif.

De cette manière, on peut injecter de l'énergie électromagnétique dans un dispositif sans qu'il y ait contact. L'évolution de cette énergie va permettre, par l'intermédiaire de mesures adaptées, d'accéder à des informations concernant la pièce métallique (propriétés physiques comme la conductivité et la perméabilité, propriétés géométriques, présence de défaut).

3. Technique de contrôle non destructif par courants de Foucault.

3.1. Bobines d'excitation et éléments de mesure.

D'un point de vue pratique, les courants de Foucault sont créés par un bobinage alimenté sous tension variable. Pour des raisons pratiques de réalisation, les bobinages sont de forme circulaires. On peut voir figures 1.1 et 1.2 deux exemples pour le contrôle de tubes et de plaques.

La réponse du dispositif à l'excitation est recueillie par un élément sensible à une grandeur électromagnétique. Dans la grande majorité des cas, on mesure une ddp représentant les variations d'un flux. Cette mesure s'effectue alors par l'intermédiaire d'une bobine.

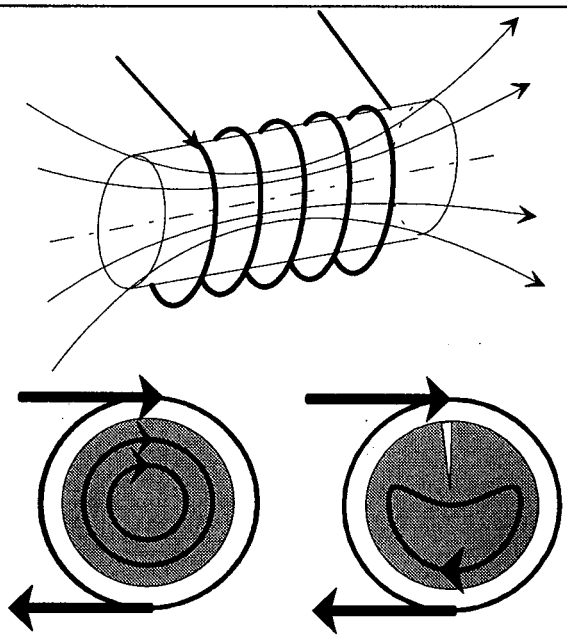


figure 1.1: contrôle de cylindre.

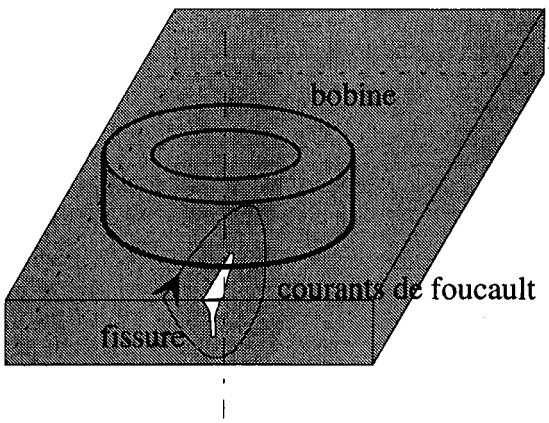


figure 1.2: contrôle de pièces planes.

On distingue:

-) les dispositifs à double fonction (figure 1.3): la bobine d'excitation sert aussi d'élément de mesure. L'exploitation se fait par la mesure de l'impédance équivalente de la bobine dans son environnement. Cette impédance se calcule sur la base du modèle du transformateur, le primaire étant la bobine, le matériau constituant un secondaire en court-circuit [MANSIR86].

-) les dispositifs à fonctions séparées: la bobine d'excitation et l'élément de mesure sont dissociés. La réception peut alors se faire à un endroit différent de la position de l'émetteur. Cela permet en particulier de s'affranchir des variations d'impédance de la bobine à cause des dérives thermiques. Dans la plupart des cas, l'élément de mesure est une bobine plus petite aux bornes de laquelle on mesure la ddp induite. On effectue dans ces conditions une mesure de la dérivée d'une composante de l'induction magnétique (figure 1.4). On trouve aussi des mesures par une sonde à effet Hall ce qui permet d'accéder directement à l'induction.

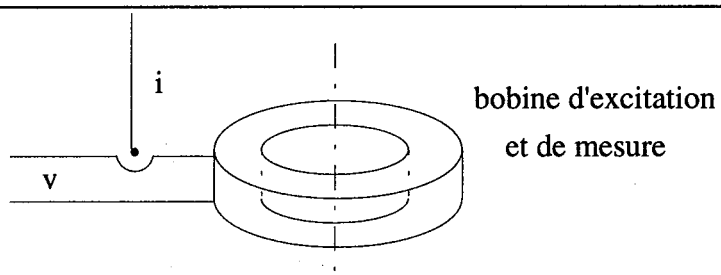


figure 1.3: capteur double fonction.

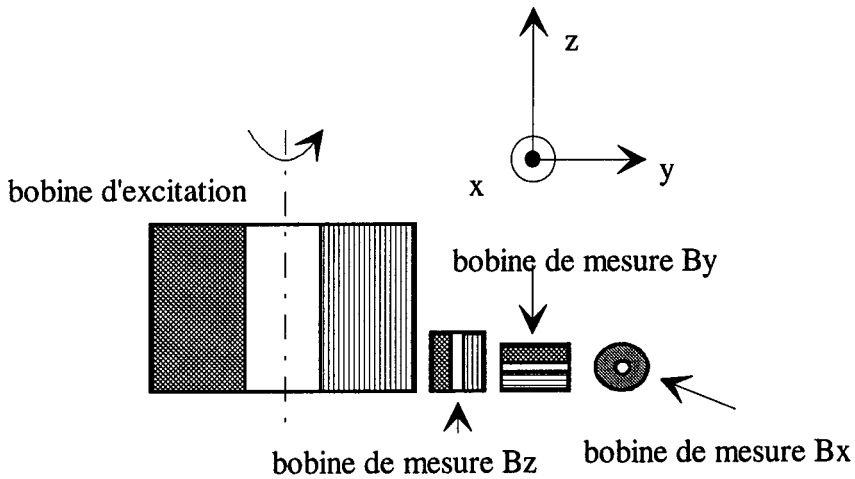


figure 1.4: capteur à fonctions séparées.

Pour ces dispositifs, la détermination de la position et de l'orientation de l'élément de mesure est très importante mais se fait la plupart du temps de manière expérimentale [WEBER90].

3.2. Techniques de mesures.

Les techniques classiques de métrologie s'appliquent bien entendu à ces dispositifs. On distingue donc:

-) des mesures absolues: on a un seul élément de mesure. Ce type de capteur est utilisé lorsque les variations de signal sont suffisamment importantes (mesure d'épaisseur de revêtement, de conductivité).

-) des mesures absolues compensées: elles consistent à utiliser deux capteurs absolus dont l'un sert de référence. La mesure compensée sert à éliminer une grandeur d'influence (température, conductivité, variation lente de l'entrefer, ...) et trouve des applications dans le tri de matériaux, la recherche de défauts débouchants importants,....

-) des mesures différentielles (figure 1.5): elles nécessitent deux éléments de mesure rigidement liés dans le capteur. On recueille alors directement la différence entre les deux valeurs fournies par les capteurs. La mesure différentielle consiste à comparer deux mesures effectuées en deux emplacements voisins et à un même moment. Elle est utilisée particulièrement pour détecter des discontinuités lors d'un déplacement du capteur le long d'une pièce.

Les deux dernières méthodes de mesure sont mises en oeuvre en utilisant des structures de type pont de Wheatstone.

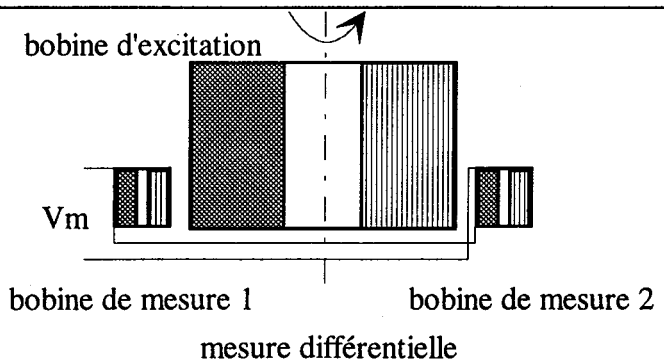


figure 1.5: exemple de capteur différentiel.

3.3. Signaux d'excitation et exploitation.

On distingue trois types d'alimentation pour les capteurs à courants de Foucault:

-) signal mono-fréquentiel.

-) signal multifréquentiel.

-) signal pulsé: signal à durée "finie".

3.3.1. Contrôle mono-fréquence.

Les courants de Foucault sont obtenus par un courant sinusoïdal de fréquence donnée. Pour des matériaux dont les caractéristiques sont linéaires, tous les signaux sont eux aussi sinusoïdaux. Le contrôle s'effectue par mesure d'impédance de la bobine.

L'exploitation se fait à l'aide du plan d'impédance normalisé. On utilise les grandeurs X_0 (réactance de la bobine hors matériau), X (réactance de la bobine en présence du matériau), R (résistance de la bobine en présence du matériau), R_0 (résistance de la bobine seule). R et X permettent de représenter les puissances actives et réactives mises en jeu dans tout le dispositif, en particulier dans la pièce où se développent les courants de Foucault. On définit:

- la résistance normalisée: $R_n=(R-R_0)/X_0$.

- la réactance normalisée: $X_n=X/X_0$.

On trace alors l'évolution de l'impédance normalisée dans le plan $X_n=f(R_n)$. La trajectoire de l'extrémité du vecteur impédance lors d'un déplacement relatif bobine matériau sera représentative de l'évolution d'une des propriétés du matériau (figure 1.6) et constitue la signature [HAGE84]. D'un point de vue industriel, des appareils permettent de visualiser directement le plan d'impédance.

3.3.2. Contrôle multi-fréquences.

En mono-fréquence, on dispose de deux informations qui ne permettent pas toujours de caractériser un défaut, ou d'éliminer l'influence de grandeurs perturbatrices (comme les entretoises dans les tubes de générateurs de vapeur). L'utilisation de n fréquences permet d'avoir 2n informations. Dans ce cas, l'appareillage permet:

-) d'alimenter la bobine avec plusieurs fréquences, soit simultanément, soit en séquence.

-) d'appliquer une méthode d'analyse.

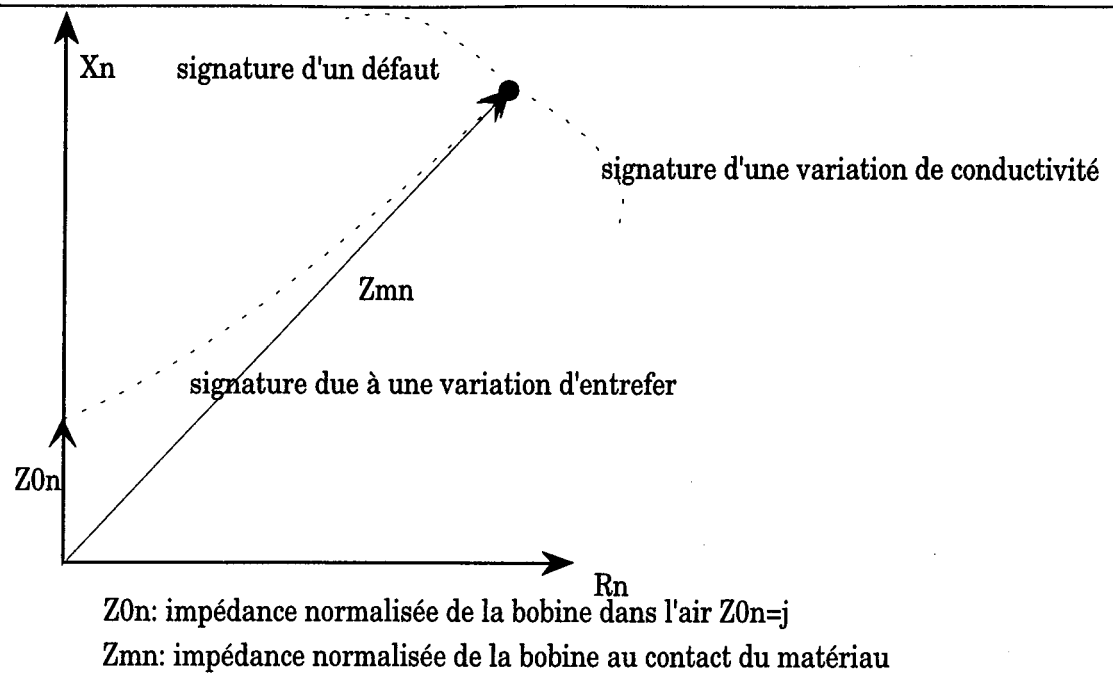


figure 1.6: diagramme d'impédance normalisée.

Les applications de cette méthode sont limitées aux secteurs d'activité où le surcoût de ce matériel est justifié par des impératifs de sécurité (nucléaire).

3.3.3. Contrôle par courants de Foucault pulsés.

C'est une extension de la méthode multi-fréquences. L'utilisation d'une "impulsion" (signal à durée finie) permet d'avoir une excitation à large bande spectrale. L'analyse se fait alors soit de manière temporelle, soit de manière fréquentielle. La variation du contenu spectral de l'impulsion est obtenue en agissant sur la forme et la durée de l'impulsion. On utilise essentiellement des signaux rectangulaires, en forme de trapèze, de demi-sinusoïde, des impulsions de courtes durées [FISH85] [WEBER90].

La plupart du temps, ces signaux sont exploités de manière temporelle. La caractérisation de la grandeur recherchée se fait par l'étude de l'évolution d'un point particulier du signal, passage par zéro, extremum, ... On a aussi constaté la présence de points fixes dans un certain nombre de configurations (par exemple point dont la position est indépendant de l'entrefer). L'évolution de ces point permet de faire un diagnostic [WAIDEL72].

On constate que l'exploitation de la réponse se réduit la plupart du temps à l'exploitation d'une ou deux informations (comme en sinusoïdal). La forme du signal d'excitation est

souvent liée à l'existence d'un générateur à possibilités limitées, mais simple à réaliser. Le problème de l'efficacité du signal n'est pas posé dans la très grande majorité des applications.

Dans certains cas, des techniques de traitement du signal ont été mises en oeuvre [CROS85]. Elle consiste à adapter le contenu spectral de l'excitation en fonction de la réponse du capteur et en utilisant la réponse obtenue avec une configuration de référence. Cette technique s'avère particulièrement efficace parce qu'elle permet d'éliminer "les bruits" qui ne permettent pas de réaliser la détection avec l'analyse de la réponse seule. Ces techniques sont en cours de développement et ne sont pas utilisées sur des systèmes à courants de Foucault industriels.

3.4. Conclusions.

Les dispositifs de contrôle par courants de Foucault sont utilisés depuis longtemps. Leur conception fait appel au savoir-faire expérimental des concepteurs. La structure des capteurs est définie empiriquement. Compte-tenu du retour d'expérience très important, les résultats obtenus avec ces capteurs sont très satisfaisants à de hautes fréquences (mesure d'épaisseur ou détection de défauts débouchants). Mais, cette expérience n'est pas directement adaptable à la détection de défauts profonds nécessitant des fréquences plus faibles. Il faut donc s'orienter vers de nouvelles structures de capteurs.

Dans le cas des courants de Foucault pulsés, la forme des signaux n'est en général pas définie par rapport au défaut recherché. Il est donc important de définir un critère d'efficacité d'un signal pulsé pour optimiser le contrôle.

4. Le modèle et les méthodes de résolution.

Le développement d'un système doit s'appuyer non seulement sur l'expérimentation mais aussi sur un modèle de comportement du dispositif en cours de conception. Ainsi, il est possible de prévoir les conséquences de différents choix (configuration géométrique, choix des matériaux, ...) sans avoir à réaliser un prototype. L'utilisation de la modélisation a donc un intérêt économique évident. Cependant, tout outil de modélisation doit être manipulé en connaissant parfaitement les hypothèses simplificatrices utilisées.

Le phénomène courants de Foucault est modélisé à l'aide des équations de Maxwell. Les gros progrès réalisés dernièrement dans la résolution des ces équations par des méthodes numériques (éléments finis, équations intégrales) doivent être exploitées. Nous allons présenter une certain nombre de méthodes de résolution en mettant en évidence leurs avantages et leurs limitations.

4.1. Les équations de Maxwell.

4.1.1. Généralités.

Dans le cas des courants de Foucault, les fréquences utilisées sont relativement faibles (<1MHz) et toutes les pièces sont immobiles. On est en face d'un problème classique de magnétodynamique. Dans ces conditions, ces équations se simplifient (on néglige les courants de déplacement) et font intervenir seulement:

E le vecteur champ électrique

H le vecteur champ magnétique

B le vecteur induction magnétique

J le vecteur densité de courant

μ et σ la perméabilité absolue et la conductivité du matériau.

Les équations de Maxwell forment un système d'équations différentielles vectorielles difficile à résoudre. La résolution fait intervenir des grandeurs intermédiaires vectorielles ou scalaires permettant de diminuer cette complexité. L'utilisation de ces variables constitue une formulation.

4.1.2. Les formulations.

4.1.2.1. Formulation AV.

On introduit un vecteur **A** tel que:

$$\mathbf{B} = \nabla \mathrm{x} \mathbf{A} \tag{1.1}$$

A est le potentiel vecteur magnétique. On montre qu'il existe une grandeur scalaire V telle que:

$$\left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}\right) = -\nabla V \tag{1.2}$$

où V est le potentiel scalaire électrique. On obtient alors la formulation **AV** :

$$\nabla \mathrm{x}\left(\left(\frac{1}{\mu}\right)\nabla \mathrm{x} \mathbf{A}\right) + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \sigma \nabla V = \begin{cases} \mathbf{J_s} \\ \mathbf{0} \end{cases} \tag{1.3}$$

Pour assurer l'unicité de la solution, il faut ajouter une condition sur **A**. Une des plus utilisées est la jauge de Gauss:

$$\nabla . \mathbf{A} = 0 \tag{1.4}$$

Le nombre d'inconnues est donc de 4 (un vecteur et un scalaire). Les courants de Foucault seront alors exprimés par:

$$\mathbf{Jcf} = -\sigma\left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla V\right) \tag{1.5}$$

Ils sont donc calculés directement à partir de **A**. L'induction, par contre, est obtenue par dérivation spatiale de la solution, ce qui peut poser des problèmes de précision lorsque la solution est obtenue de manière numérique.

4.1.2.2. Formulation $\mathbf{A}^*$.

Si le domaine étudié présente une conductivité constante, on peut introduire la variable d'état $\mathbf{A}^*$ définie par:

$$\mathbf{A}^* = \int \mathbf{E}\, dt \tag{1.6}$$

La formulation se met alors sous la forme:

$$\nabla \mathrm{x}\left(\left(\frac{1}{\mu}\right)\nabla \mathrm{x} \mathbf{A}\right) + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \begin{cases} \mathbf{Js} \\ \mathbf{0} \end{cases} \tag{1.7}$$

Les courants induits s'expriment sous la forme:

$$\mathbf{Jcf} = -\sigma\left(\frac{\partial \mathbf{A}^*}{\partial t}\right) \tag{1.8}$$

Dans ce cas, le nombre d'inconnues est seulement de 3.

4.1.2.3. Formulation Tϕ.

Cette formulation est duale de la formulation AV. On pose:

$$\mathbf{J} = \nabla x \mathbf{T} \tag{1.9}$$

T est le potentiel vecteur électrique. Il existe une grandeur scalaire ϕ telle que:

$$(\mathbf{H} - \mathbf{T}) = -\nabla\phi \tag{1.10}$$

où ϕ est le potentiel scalaire magnétique. On obtient la formulation Tϕ:

$$\nabla x\left(\left(\frac{1}{\sigma}\right)\nabla x \mathbf{T}\right) + \mu\frac{\partial(\mathbf{T} - \nabla\phi)}{\partial t} = \begin{cases} \mathbf{Js} \\ \mathbf{0} \end{cases} \tag{1.11}$$

Pour assurer l'unicité de la solution, il faut ajouter une condition sur **T**. La condition utilisée à l'heure actuelle est la jauge de Gauss:

$$\nabla . \mathbf{T} = 0 \tag{1.12}$$

Cette formulation conduit donc à quatre inconnues. Elle permet d'avoir directement l'induction. Par contre, les courants de Foucault s'obtiennent par dérivation spatiale de la solution (à mettre en parallèle avec la formulation AV).

4.1.2.4. Formulation $\phi\phi_r$.

Alors que pour des régions conductrices, la présence des courants induits impose 3, voire 4 inconnues, dans les régions isolantes, le phénomène peut être représenté par une seule inconnue, donc une grandeur scalaire. Dans une telle région, on peut exprimer le champ magnétique sous la forme:

$$\mathbf{H} = \mathbf{Hs} - \nabla\phi r \tag{1.13}$$

où $\mathbf{H_S}$ est le champ du au courant source:

$$\nabla x \mathbf{Hs} = \mathbf{Js} \tag{1.14}$$

et ϕ_r est le potentiel scalaire magnétique réduit. Dans un région isolante sans source de courant, on peut écrire:

$$\mathbf{H} = -\nabla\phi \tag{1.15}$$

où ϕ est le potentiel scalaire magnétique total.

On obtient ainsi une formulation scalaire ϕ,ϕ_r.

	AV	A^*	Tϕ	$\phi\phi_r$
équations	$\mathbf{B} = \nabla x \mathbf{A}$ $\mathbf{Jcf} = -\sigma\left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla V\right)$	$\mathbf{A}^* = \frac{\mathbf{E}}{j\omega}$ $\mathbf{Jcf} = -\sigma\left(\frac{\partial \mathbf{A}^*}{\partial t}\right)$	$\mathbf{J} = \nabla x \mathbf{T}$ $(\mathbf{H} \cdot \mathbf{T}) = -\nabla\phi$	$\mathbf{H} = \mathbf{Hs} - \nabla\phi r$ $\mathbf{H} = -\nabla\phi$
domaine d'application	s'applique dans tous les cas	ne s'applique qu'à des milieux où σ=constante	s'applique dans tous les cas	s'applique dans les milieux isolants
induction	obtenue par dérivation spatiale	obtenue par dérivation spatiale	obtenue directement	obtenue directement
courants de Foucault	obtenus directement	obtenus directement	obtenus par dérivation spatiale	
nombre d'inconnues	4 3 si isolant	3	3	1

Tableau 1.1: résumé sur les formulations

4.1.2.5. Conclusion sur les formulations.

Le tableau 1.1 résume les différentes formulations et leurs domaines d'application.

On voit que le choix d'une formulation 3D implique un nombre d'inconnues allant de 1 à 4. Ce choix est donc important au niveau du temps de calcul. D'autre part, il faut faire attention à la manière dont les grandeurs sont obtenues. En particulier, il faut éviter toute méthode faisant intervenir une dérivée spatiale (la dérivation d'une grandeur obtenue numériquement peut provoquer des erreurs importantes).

4.2. Méthodes de résolution.

On peut envisager de résoudre les équations de Maxwell:

- de manière analytique ([VALLE54], [DODD69], [MOTTL90]): ceci n'est limité qu'à quelques cas particuliers: géométries simples(structures 2D ou 3D axisymétriques), excitations pour lesquelles on peut exécuter une transformée de Laplace inverse.

- de manière numérique : on distingue les différences finies, les éléments finis et les équations intégrales de frontière ([BECK86a]). La méthode des éléments finis (MEF) sera utilisée lorsque l'excitation s'effectue à basse ou moyenne fréquence (la profondeur de pénétration standard n'est pas négligeable devant les autres dimensions). La méthode des équations intégrales de frontière ne peut s'appliquer que si les courants de Foucault se

développent sur une profondeur qui peut être considérée comme négligeable devant les autres dimensions (excitation à haute fréquence, profondeur de pénétration nulle). On voit que cette méthode ne présente pas d'intérêt pour notre application puisque nous cherchons à détecter des défauts à grande profondeur. Nous ne nous intéresserons donc qu'à la méthode des éléments finis. En raison des temps de calcul importants en 3D, on cherchera la plupart du temps à se ramener à des structures à deux dimensions (problème plan ou axisymétrique).

4.2.1. Solutions analytiques.

Dans un certain nombre de cas, il est possible de résoudre les équations de Maxwell de manière analytique :

- plan(s) en matériau homogène avec inducteur plan ou cylindrique (problèmes plans).
- tubes ou cylindres avec inducteurs cylindriques (problèmes axisymétrique).

Les matériaux doivent avoir des propriétés linéaires. On utilise le potentiel vecteur magnétique **A** [DODD69], [TEGO85]. Les solutions font intervenir des fonctions de Bessel pour des excitations sinusoïdales, et des fonction d'erreur complémentaires pour les rares signaux impulsionnels permettant le calcul [DAI91].

Ce type de résolution est très performant pour le calcul de grandeurs globales (impédance, puissance). Par contre, pour des grandeurs locales, il faut effectuer un calcul pour chaque point considéré. Compte tenu des fonctions intervenant dans les solutions, la détermination d'un cartographie de champ ou de densité de courant se révèle très coûteuse en temps de calcul.

D'autre part, le nombre de géomètries pouvant être traitées de cette manière est très réduit. En particulier, la présence d'un défaut ne permet plus leur utilisation dans la très grande majorité des cas..

4.2.2. Résolution en 2D par la méthode des éléments finis .

Certains problèmes peuvent se simplifier lorsqu'il invariance des variables d'état suivant une direction. On se ramène:

-) soit à un problème plan: on utilise alors un repère cartésien (x,y,z). Si on a invariance suivant un axe z, les grandeurs ne dépendent plus que de x et y.

-) soit à un problème axisymétrique: on utilise un repère cylindrique (r,θ,z). Si on a invariance suivant θ, les grandeurs ne dépendent plus que de r et z.

Lorsque **B** (donc **H**) n'a que deux composantes, on utilisera la formulation en potentiel vecteur **A**. En effet pour un problème plan, **B** n'a que deux composantes (B_X, B_Y) où B_X et B_Y ne dépendent que de x et y. Alors **A** n'a qu'une composante A_Z ne dépendant que de x et y. De plus, la densité de courant n'a qu'une composante suivant z.

Pour un problème axisymétrique, B n'a que deux composantes (B_r, O, B_Z) où B_r et B_Z ne dépendent que de r et z (coordonnées cylindriques). **A** n'a qu'une seule composante A_θ ne dépendant que de r et z. de plus, la densité de courant n'a qu'une seule composante suivant θ.

Dans ces conditions, l'équation (1.11) devient:

$$\frac{1}{\mu}\Delta \mathbf{A} - \sigma\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\mathbf{Js} \qquad (1.16)$$

En effet, pour ce type de problème, on a $\nabla V = 0$ [NAKA88]. C'est l'équation classique dite de la magnétodynamique ([PALA78],[ALLEN83],[IDA88], [LYNCH91], [PHIL91]). Les courants de Foucault ont alors pour expression:

$$\mathbf{Jcf} = -\sigma\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \qquad (1.17)$$

On obtient alors une seule équation scalaire :

$$\frac{1}{\mu}\Delta A_Z - \sigma\frac{\partial Az}{\partial t} = -J_{SZ} \text{ pour un problème plan.} \qquad (1.18)$$

$$\frac{1}{\mu}\left(\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial A_\theta}{\partial r}\right) - \frac{1}{r^2}A_\theta + \frac{\partial^2 A_\theta}{\partial z^2}\right) - \sigma\frac{\partial A_\theta}{\partial t} = -J_{S\theta}(t) \qquad (1.19)$$

pour un problème axisymétrique .

On constate qu'on est passé d'un problème à 4 inconnues **AV** à un problème à une seule inconnue A_Z ou A_θ suivant le cas.

Si l'excitation est sinusoïdale (1.16) peut se mettre sous la forme :

$$\frac{1}{\mu}\Delta \mathbf{A} - j\omega\sigma \mathbf{A} = -\mathbf{J_{ex}} \qquad (1.20)$$

Sinon, on peut soit utiliser la transformée de Laplace, soit discrétiser l'équation (différence finie temporelle). Parmi les différents choix possibles, on utilise en général le schéma implicite (inconditionnellement stable, mais dont la précision est liée à la valeur du pas de temps), qui aboutit à :

$$\frac{1}{\mu} \Delta A_{(t)} - \sigma \frac{A_{(t)}}{\Delta t} = - J_{ex}(t) + \sigma \frac{A_{(t-\Delta t)}}{\Delta t} \qquad (1.21)$$

où Δt est le pas de temps, $A_{(t)}$ le potentiel vecteur à l'instant t et $A_{(t-\Delta t)}$ est le potentiel vecteur à l'instant $t-\Delta t$.

On voit tout de suite l'intérêt d'essayer de se ramener à un problème 2D. On obtient en effet une équation à une seule inconnue dans tous les cas. Le gros avantage de cette méthode réside dans le temps nécessaire à la résolution. En effet, il ne faut que quelques minutes avec une station de travail pour obtenir une solution d'une excellente précision d'un point de vue numérique (influence du maillage comprise).

4.2.3. Résolution en 3D par la méthode des éléments finis .

4.2.3.1. Introduction.

Une représentation 2D ne permet pas de représenter la géométrie exacte dans la majorité des problèmes. En particulier, un défaut provoque des effets purement 3D sur la répartition des courants de Foucault. Nous sommes obligés d'utiliser une modélisation 3D pour connaître cette répartition. Compte-tenu de la complexité des calculs dans ce cas, seules des excitations sinusoïdales sont prises en compte. Le caractère temporel se traduit par une expression complexe des grandeurs.

On a donc à notre disposition plusieurs formulations. Nous avons déjà donné les éléments permettant de choisir celles-ci. Ne peut-on pas encore réduire le nombre d'inconnues?

4.2.3.2. Couplage entre les formulations.

Lors d'une résolution d'un problème, on a intérêt à réduire au maximum le nombre d'inconnues à calculer pour diminuer le temps de calcul. Plutôt que d'utiliser une formulation unique pour toutes les régions, on peut choisir une formulation pour chaque région en fonction de ses propriétés physiques et géométriques. Le couplage entre les différentes formulations doit prendre en compte les conditions de passage entre les régions ne possédant pas les mêmes formulations. Il faut aussi prendre en compte les problèmes de connexité.

On distingue 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 s'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, $\mathbf{T\phi-\phi}$, $\mathbf{T\phi-\phi_r}$, la première formulation représentant celle utilisée pour la partie conductrice, la seconde celle utilisée pour la partie isolante.

Dans un couplage faible, il n'y a pas de variable d'état commune et on a l'interface surabondance d'information. Il faut donc introduire des conditions supplémentaires de passage pour éliminer les termes inutiles. Dans le cas des couplages **AV**-ϕ, **AV**-ϕ_r, $\mathbf{A^*}$-ϕ, $\mathbf{A^*}$-ϕ_r, ces conditions sont:

$$\mathbf{A.n} = 0 \qquad (1.22)$$

$$\mathbf{J.n} = 0 \qquad (1.23)$$

La figure 1.7 donne les conditions à utiliser pour une formulation $\mathbf{A^*}$-ϕ.

Pour un couplage **AV**-ϕ_r, on utilisera les conditions indiqués figure 1.7. La condition $\mathbf{J.n} = 0$ est réalisée implicitement du fait de l'utilisation de la méthode des éléments finis qui

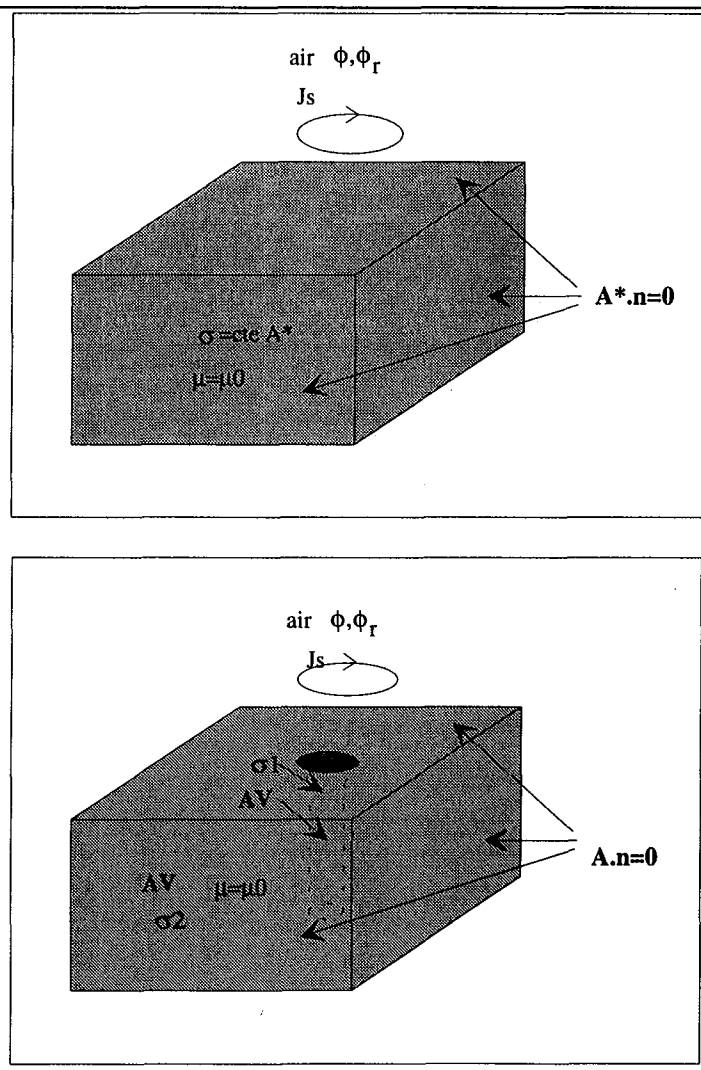


figure 1.7: couplage **AV** ou $\mathbf{A^*}$-ϕ_r

impose la condition $\frac{\partial V}{\partial n} = 0$ à la frontière et de la condition de passage **A.n**=0.

Lorsque pour un tel couplage, on a une grosse différence de perméabilité de part et d'autre de la frontière, il apparaît des oscillations dues à des problèmes numériques. Une solution consiste à englober la région **AV** par une zone où on utilise une formulation **A** (figure 1.8).

Lorsque une région isolante se trouve incluse dans un matériau conducteur (défaut dans un métal), on ne peut utiliser la formulation ϕ,ϕ_r dans cette région. Il faut utiliser la formulation **A** (figure 1.9).

La figure 1.10 donne les conditions à utiliser sur le bord de la pièce conductrice pour une formulation **T**ϕ**–A**.

4.2.3.3. Conclusions.

La mise en oeuvre d'un outil de modélisation 3D implique un travail au niveau du choix des formulations à utiliser. Il faut considérer l'alternative temps de calcul (lié au nombre d'inconnues) - précision. De plus, il faut souligner l'importance des conditions d'interface sur la qualité de la solution.

Un inconvénient important des outils 3D est une incertitude non négligeable des résultats liée au maillage des structures. Pour des raisons de temps de calcul et de taille de problème, on ne peut découper la géométrie en mailles aussi fines qu'en 2D. Même avec un maillage "raisonnable", une résolution nécessitera plusieurs heures en 3D contre quelques minutes en 2D.

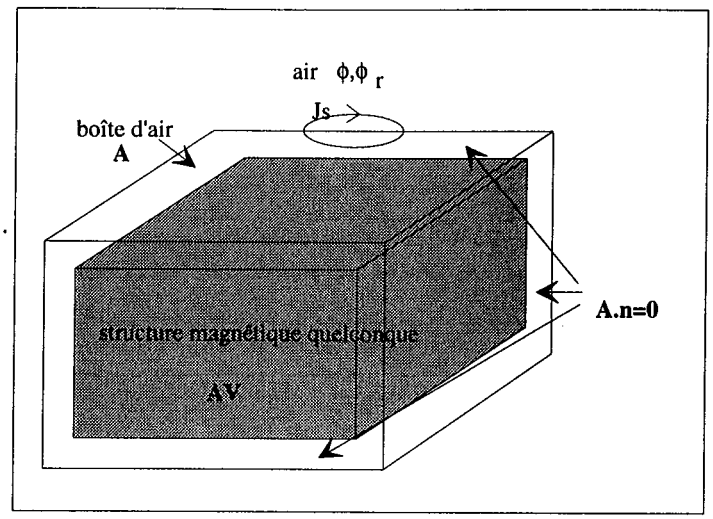


figure 1.8: couplage **AV-A-ϕ_r.**

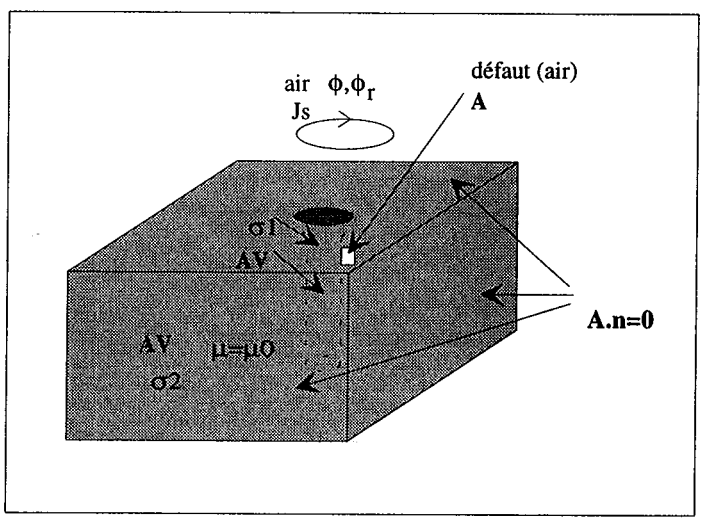


figure 1.9: problème de connexité.

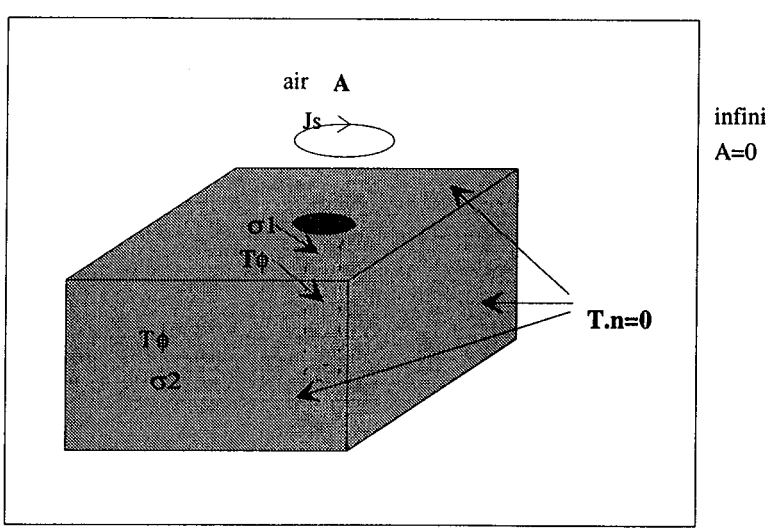


figure 1.10: couplage **Tϕ-A.**

4.3. Conclusions

Le tableau 1.2 permet de comparer les différentes méthodes de résolution retenues. On peut voir que chacune de ces méthodes se révèle très précieuse dans des domaines particuliers. Nous avons fait ressortir les avantages et inconvénients de chacune de celles-ci ainsi que leur domaine d'application.

Dans notre travail, nous utiliserons donc:

- le logiciel *FISSURE* (logiciel 2D utilisant la méthodes des éléments finis) pour l'optimisation du dispositif de contrôle.

- le logiciel *FLUX3D* (logiciel 3D utilisant la méthodes des éléments finis) pour avoir une meilleure connaissance de la répartition des courants de Foucault.

	résolution analytique	résolution MEF 2D	résolution MEF 3D
avantages	- rapide pour le calcul de grandeurs globales	- temps de résolution - une seule formulation -signaux quelconques	- applicables à toutes les configurations réelles.
inconvénients	- problèmes 2D plan ou 3D axisymétrique - structures simples - signaux simples - lent pour les grandeurs locales	- problèmes 2D ou 3D axisymétrique.	- temps de résolution -manque de précision liée à des problèmes de maillages - signal sinusoïdal - plusieurs formulations
applications	- mesure d'épaisseur de revêtement - mesure de conductivité	- connaissance de l'influence des paramètres sur des structures simplifiées.	- connaissance qualitative des phénomènes

Tableau 1.2: tableau comparatif de différentes méthodes de résolution.

5. Caractérisation des courants de Foucault sinusoïdaux.

Il est toujours intéressant d'avoir un outil ou une grandeur permettant d'obtenir rapidement des informations sur un phénomène. Dans le domaine des courants de Foucault sinusoïdaux, la profondeur de pénétration standard joue ce rôle. Il est nécessaire de préciser les conditions d'obtention de cette grandeur.

Jusqu'à présent, seules des résolutions analytiques ont été utilisées pour caractériser les courants de Foucault. Comme indiqué dans le paragraphe précédent, ceci ne peut se faire que pour des géométries simples. Nous ne présenterons que les résultats concernant les géométries planes (compte tenu du problème nous intéressant).

5.1. Demi espace conducteur excité par une nappe plane infinie de courant.

Une telle excitation crée une onde électromagnétique plane (figure 1.11). Dans ce cas, la résolution analytique des équations de Maxwell est possible et aboutit à l'expression suivante pour la densité de courants de Foucault induits en prenant pour référence de phase la phase du courant d'excitation:

$$J = J_0 \exp(- z / \delta_s) \cos (\omega t - z / \delta_s + \frac{\pi}{4}) \qquad (1.24)$$

$$\text{où } \delta_s = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma \mu}} \qquad (1.25)$$

et J_0 est la densité de courant à la surface. La densité ne dépend que de la profondeur et du temps. Les courbes iso-densités sont dans des plans parallèles à la surface. L'amplitude décroît exponentiellement à partir de la surface. Pour $z = \delta_s$, l'amplitude de la densité a décru de 1/e

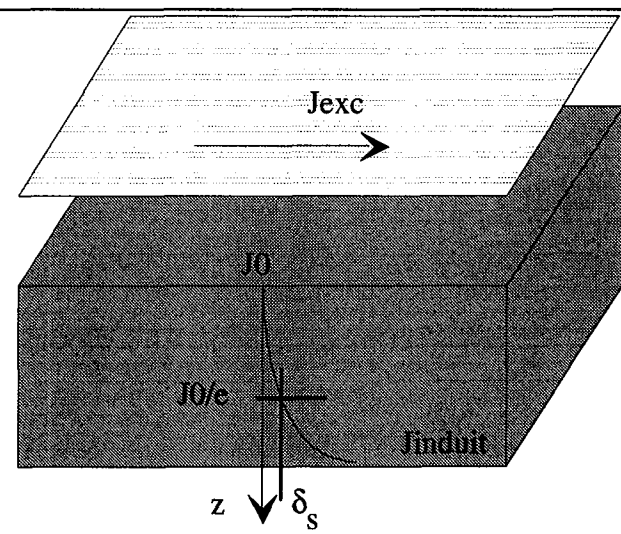


figure 1.11: demi espace conducteur excité par une nappe de courant.

(36.8%). Les courants induits circulent donc principalement au voisinage de la surface: c'est l'effet de peau. On appelle δ_S la profondeur de pénétration standard.

Le déphasage entre la densité à la surface et la densité à une profondeur z varie linéairement avec cette profondeur :

$$\phi_z - \phi_0 = -\frac{z}{\delta_S} \qquad (1.26)$$

L'expression de δ_S donnée ci-dessus n'est valable que pour la configuration décrite. En pratique, elle est souvent utilisée quelque que soit le dispositif étudié avec plus ou moins de validité. Nous allons définir dans le paragraphe suivant définir les conditions d'applications de cette relation.

5.2. Profondeur de pénétration standard et réelle.

On considère le cas où les courants de Foucault sont induits par une bobine cylindrique d'axe perpendiculaire au matériau conducteur (figure 1.12). Une telle bobine ne crée pas une onde plane et on ne peut plus utiliser la profondeur de pénétration standard [HAGE85]. La valeur des courants de Foucault créés dépend d'une part, de la fréquence de l'onde électromagnétique, de la conductivité et de la perméabilité du matériau, mais aussi des dimensions de la bobine, de l'épaisseur du matériau, de l'endroit où on se place dans celui-ci par rapport à la bobine. Dans [DODD69], un modèle analytique a été établi pour une bobine excitant un demi-espace pouvant être constitué d'une ou plusieurs couches conductrices. Ce modèle permet de calculer le potentiel vecteur magnétique pour ces configurations axisymétriques. Il montre que la valeur de ce potentiel vecteur dépend du paramètre

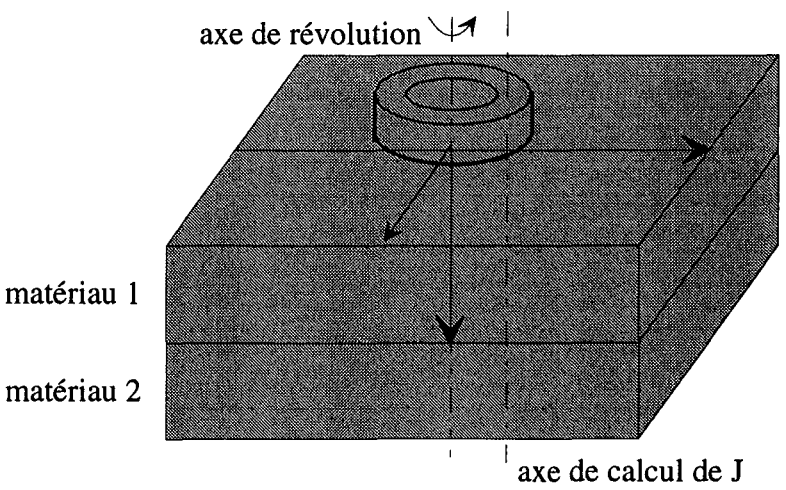


figure 1.12 : structure étudiée

$R_s^2 \omega \mu \sigma = 2 \frac{R_s^2}{\delta_s^2}$ où R_S est le rayon moyen de la bobine. Tous les phénomènes d'induction vont donc dépendre du rapport $\frac{R_S}{\delta_S}$. La forme de la bobine (section, hauteur) n'intervient pas dans la profondeur de pénétration (représentant la répartition des courants), mais seulement sur la sensibilité si la bobine est aussi utilisée en récepteur.

On recherche d'abord le point de la surface où la densité induite est maximale. Puis on définit [MOTTL90]:

-) la profondeur de pénétration véritable δ_t: profondeur à laquelle la densité vaut 36.8% de la valeur maximale à l'aplomb du point défini précédemment.

-) la profondeur de pénétration effective δ_e: profondeur à laquelle la densité vaut 4.9% ($1/e^3$) de la valeur maximale à l'aplomb du point défini précédemment.

On présentera les résultats obtenus pour deux configurations (figure 1.12):

-) bobinage cylindrique au-dessus d'un demi-espace conducteur.

-)bobinage cylindrique au-dessus d'une plaque d'épaisseur finie.

5.2.1. Bobine au-dessus d'un demi-espace conducteur.

A partir du modèle cité en référence ci-dessus, la densité de courant peut être calculée dans la matériau.

Sur la surface du matériau, du fait de la symétrie du problème, la densité est nulle pour R=0, c'est à dire sur l'axe de symétrie de la bobine. D'autre part, elle atteint une valeur maximale pour $R = R_S$, position indépendante des valeurs du lift-off et de $\frac{R_S}{\delta_S}$. La valeur de $\frac{R_S}{\delta_S}$ intervient sur la valeur de la densité. Pour de grandes valeurs de $\frac{R_S}{\delta_S}$, la densité de courant induite à la surface peut être plus importante que la densité de courant dans la bobine.

La répartition de la densité en profondeur est étudiée pour $R = R_S$ uniquement. Le lift-off ne change pas la répartition de la densité mais seulement la valeur absolue. On constate que :

$\delta_t < \delta_S$: les courants de Foucault décroissent plus vite que dans le cas de l'onde plane.

$\delta_e < 3\ \delta_t$: la décroissance de la densité n'est pas exponentielle.

En conséquence, la densité décroît plus vite que dans le cas d'une excitation par onde plane. De plus l'estimation de la profondeur basée sur la mesure du retard de phase est très différente dans les deux cas et l'expression $\cos (\omega t - z / \delta_S + \frac{\pi}{4})$ trouve ses limites.

Une étude systématique faisant intervenir le rapport $\frac{R_S}{\delta_S}$ permet d'obtenir les résultats suivants:

-) si $\frac{R_S}{\delta_S} > 10$: la décroissance peut être considérée en première approximation comme exponentielle et $\delta_S = \delta_t$. On peut utiliser la notion de profondeur de pénétration standard..

-) $0.4 < \frac{R_S}{\delta_S} < 10$: δ_t décroît rapidement et ne peut être estimée par δ_S.

-) $\frac{R_S}{\delta_S} < 0.4$: $\delta_t = 0.7\ R_S$: une décroissance de la fréquence ne changera pas la profondeur de la pénétration.

En ce qui concerne le retard de phase, on retrouve la concordance avec le cas de l'onde plane pour $\frac{R_S}{\delta_S} > 10$.

5.2.2. Bobine au-dessus d'une plaque d'épaisseur finie.

L'auteur définit l'épaisseur "véritable" t_t du matériau comme l'épaisseur pour laquelle la densité de courant sur la face opposée à la bobine a décru de 1/e.

On peut dire que :

-) pour $\frac{R_S}{\delta_S} < 1$: l'échantillon est équivalent à un demi espace

-) pour $\frac{R_S}{\delta_S} = 1.8$: $t_t = \delta_S$

-) pour $\frac{R_S}{\delta_S} > 1.8$: $t_t > \delta_S$: les courants de Foucault décroissent moins vite que dans un demi espace conducteur.

On peut donc conclure que le modèle de l'onde plane ne peut pas convenir pour une plaque dont l'épaisseur est inférieure ou égale à δ_S.

5.3. Conclusions.

L'expression de la profondeur de pénétration standard a été établie dans le cas très particulier d'une onde plane arrivant parallèlement à un demi espace conducteur. Même dans le cas très simple d'un demi espace conducteur excité par une bobine cylindrique de rayon moyen R_S, on constate que cette grandeur n'est pas utilisable sauf dans un cas particulier mettant en relation le diamètre de la bobine et le fréquence de l'excitation. Il est à noter qu'en outre, la vérification n'a été faite que sur une seule ligne verticale particulière. On n'a pas d'information sur ce qu'il se passe en d'autres points du matériau.

D'autre part, la notion de profondeur de pénétration ne prend pas en compte la notion d'intensité. Il n'existe pas de relation donnant le module de la densité. La détection de défauts profonds est associée en général avec une idée de grande profondeur de pénétration. Mais une très grande profondeur de pénétration est liée à un très faible niveau d'intensité. Comment alors déterminer si une détection est possible?

6. Caractérisation des courants de Foucault pulsés.

6.1. Intérêt et applications des courants de Foucault pulsés.

Une excitation mono-fréquence ne donne que deux informations (amplitude et phase ou résistance et réactance). La connaissance exacte d'un défaut (position, dimensions) nécessite donc l'utilisation de plusieurs fréquences pour augmenter le nombre d'informations. On peut donc faire :

-) soit du contrôle multifréquentiel : dans la pratique, il est limité à 4 fréquences [DEEDS81] [DAVIS81]. Il est utilisé essentiellement pour discriminer les signaux dus à des configurations connues.

-) soit du contrôle par courants de Foucault pulsés (CFP) : on utilise une excitation ayant un contenu spectral déterminé et de durée limitée pour pouvoir utilisée une intensité d'excitation plus importante. Ceci permet d'augmenter le densité de courant de Foucault dans une large gamme de profondeur..

Les premières applications des CFP ont été développées pour la mesure d'épaisseur de matériau [DEEDS78] [WAIDEL69] (par exemple mesure d'épaisseur de la gaine du combustible dans le nucléaire). Puis des capteurs à masque ([CHAN68]) ont été développés et utilisés pour la détection des défauts proches de la surface. Enfin, la possibilité d'injecter une énergie importante dans un temps court avec un spectre riche en basses fréquences a conduit à utiliser les CFP pour la détection de défauts profonds.

Le caractère transitoire du phénomène amène à considérer la vitesse de propagation des phénomènes. Pour des ondes périodiques dans le temps et l'espace, on définit la vitesse de phase et la vitesse de groupe. Ces vitesses ne peuvent plus être utilisées dans le cas des courants de Foucault pulsés [RENK65]. Le signal est plus ou moins déformé lors de sa progression dans le matériau, celui-ci étant dispersif vis à vis des courants de Foucault du fait de sa conductivité et de sa perméabilité. On peut définir la vitesse du signal en considérant un point particulier (un extremum, un passage par zéro) ou en considérant le passage au point considéré de la majeure partie de l'énergie. Ceci n'a rien de général et la valeur de la vitesse va dépendre du critère choisi.

6.2. Modélisation analytique des CFP dans le cas d'une onde plane arrivant perpendiculairement à un conducteur plan d'épaisseur w.

L'onde est créée par une nappe de courant située à une distance d du matériau.

En impulsionnel, la séparation des variables espace et temps n'est plus possible. Cela nécessite l'utilisation de la transformée de Laplace. Les équations de Maxwell deviennent alors ([COX69], [WEBER90]):

$$\frac{\delta E(z,s)}{\delta z} = -\mu s H(z,s) \qquad (1.27) \qquad \frac{\delta H(z,s)}{\delta z} = -(\sigma + \varepsilon s) E(z,s) \qquad (1.28)$$

$$\frac{\delta^2 E(z,s)}{\delta z^2} = \mu s (\sigma + \varepsilon s) E(z,s) \qquad (1.29) \qquad \frac{\delta^2 H(z,s)}{\delta^2 z} = \mu s (\sigma + \varepsilon s) H(z,s) \qquad (1.30)$$

En négligeant les courants de déplacement et en posant $\gamma = \sqrt{\sigma \mu s}$ constante intrinsèque de propagation du milieu, le champ magnétique à l'intérieur du conducteur s'exprime dans les conditions habituelles (f_{max} du spectre < 10 MHz), par :

$$H(z,s) = J(s) \exp(-\gamma z) \frac{1-\exp(-2\gamma(w-z))}{1-\exp(-2\gamma w)} \qquad (1.31)$$

où J(s) est la transformée de Laplace de la densité de courant de la nappe et :

La densité de courant induite se calcule par:

$$-J(z,t) = \frac{\delta H(z,t)}{\delta z} \qquad (1.32)$$

La transformée inverse ne peut être effectuée dans le cas général. Si on se place dans le cas d'un demi espace conducteur (w tend vers l'infini), l'inversion est possible pour $J(s) = k\, s^{(n/2-1)}$.

Dans le cas d'une impulsion rectangulaire de courant de durée T_0, $J(t) = k\,(U(t) - U(t-T_0)$, le champ dans le matériau aura pour expression [WEBER90]:

$$H(z,t) = \operatorname{erfc}\left(\frac{\frac{z}{\delta'}}{\sqrt{\frac{2t}{T_0}}}\right) u\left(\frac{t}{T_0}\right) - \operatorname{erfc}\left(\frac{\frac{z}{\delta'}}{\sqrt{2\frac{t-T_0}{T_0}}}\right) u\left(\frac{t}{T_0}-1\right) \qquad (1.33)$$

avec $\delta' = \sqrt{\frac{2T_0}{\sigma\mu}}$.

En se basant sur la valeur maximale du champ pour caractériser le phénomène dans le matériau, on trouve en première approximation que :

$$H_{max}(z=\delta') = \frac{H_{max}(z=0)}{e} \qquad (1.34)$$

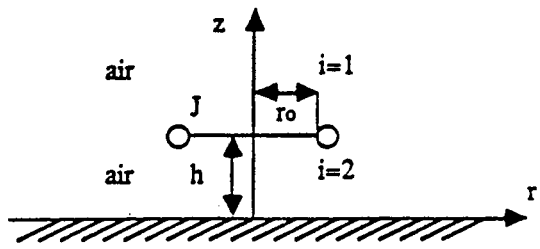


figure 1.13 : configuration axisymétrique étudiée

$$J(t) = J_0\, u(t)\, \delta(r-r_0)\, \delta(z-h) \quad (1.35)$$

L'auteur présente alors δ' comme un paramètre représentatif de la pénétration des courants de Foucault.

Dans [VALLE54] la densité des courants de Foucault est calculée pour des impulsions de durée T_0, de forme rectangulaire et tel que $J(t) = k\,(U(t) - U(t-T_0)/\sqrt{t}$. L'auteur caractérise les courants de Foucault en cherchant à quelle profondeur la densité induite est maximale à l'instant $t = T_0$. Dans les deux cas, il trouve que cette profondeur est proportionnelle à $\sqrt{T_0}$. Il propose d'utiliser cette valeur comme profondeur de pénétration.

Dans les deux cas, les auteurs arrivent à une définition de la profondeur de pénétration dont la valeur est proportionnelle à $\sqrt{T_0}$. Mais, cette définition repose sur l'évolution d'une grandeur maximale, soit le champ, soit la densité induite. On peut se demander en quoi cette unique grandeur est représentative des courants de Foucault.

6.3. Cas d'une bobine cylindrique.

Dans [DAI91], une modélisation analytique est proposée dans le cas d'une excitation en forme d'échelon ou de distribution de Maxwell utilisant les distributions delta (modèle utilisé dans [DODD69]) (figure 1.13).

La solution analytique en potentiel vecteur magnétique (problème axisymétrique) permet de calculer celui-ci dans les trois régions. L'utilisation de la transformée de Laplace inverse permet d'établir l'expression temporelle de la densité de courant. Comme précédemment, cette méthode ne s'applique que pour des formes du courant d'excitation très particulières.

6.4. Cas particulier des capteurs à masque.

L'utilisation des sondes masquées permet d'obtenir une meilleure résolution ([CHAN68] et [WAID69]) (figure 1.14). Les auteurs supposent que le champ est distribué exponentiellement à la surface du conducteur (figure 1.15). L'équation d'onde est résolue

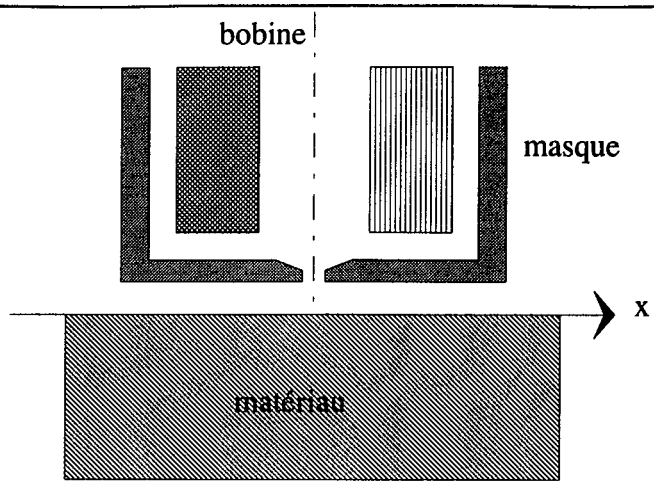


figure 1.14: capteur à masque.

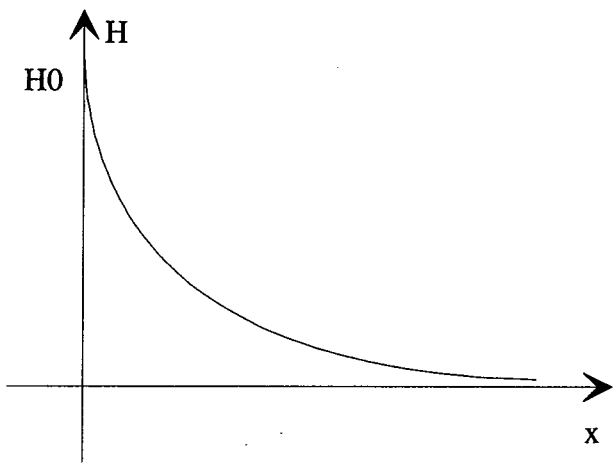


figure 1.15 : répartition du champ à la surface du conducteur pour un capteur à masque.

analytiquement à l'aide de la transformée de Laplace pour le variable temps et des transformées de Fourier-Bessel pour la variable espace.

La résolution fait apparaître dans l'expression de la densité de courant induite le terme $\exp(-\frac{\sigma\mu z^2}{4t})$ où z est la profondeur et t l'instant considéré . On constate une diminution de la valeur de la densité avec la profondeur et un retard de l'apparition du maximum du au temps nécessaire au champ pour pénétrer dans le matériau.

La densité de courant à un instant donné en fonction de la profondeur présente deux extrema : un maximum pour z = 0, et un minimum pour z = δ'. Le calcul donne :

$$\delta' = \sqrt{\frac{6t}{\sigma\mu}} \qquad (1.36)$$

Les auteurs présentent δ' comme une profondeur de pénétration équivalente. Plus l'instant choisi est grand, plus δ' est important, mais plus la densité de courant est faible.

Une étude en fonction de la conductivité montre que les valeurs extrémales croissent et que δ' diminue lorsque la conductivité augmente, résultats similaires à ceux obtenus en sinusoïdal.

6.5. Conclusions.

Dans le cas d'une excitation pulsée, la répartition des courants de Foucault est très difficile à caractériser, le temps devant intervenir de manière explicite. Les différentes profondeurs de pénétration présentées ici sont basées sur l'évolution d'un extremum (du champ ou de la densité). Elles ne représentent que très partiellement la répartition des CF et n'ont été établies que pour des géométries et des formes d'excitation très particulières. Elles ne sont pas généralisables. On peut se demander si, dans le cas des CFP, cette notion de profondeur de pénétration est encore utile.

De plus, on perd une grande partie de l'information en ne traitant finalement qu'une ou deux données comme en sinusoïdal. L'autre argument avancé en faveur de l'utilisation des courants de Foucault pulsés est la possibilité d'envoyer pendant un temps court un courant plus intense qu'en sinusoïdal. Ceci n'est intéressant que si on est sûr que toute l'énergie ainsi injectée est utile pour la détection. Malheureusement, on n'a pas d'information quant à l'efficacité des différentes composantes spectrales contenues dans le signal d'excitation.

7. Modélisation des défauts.

La figure 2 dans le préambule (page 13) représente des exemples de défaut de type fissure.

La modélisation des défauts est un problème très complexe.

- problème véritablement 3D.

- propriétés physiques difficilement mesurables.

- structures géométriques complexes: en particulier, l'épaisseur est très faible (de l'ordre de quelques micromètres). On ne peut pas considérer un défaut réel comme un volume homogène (par exemple, manque de matière).

Lorsqu'on veut modéliser un défaut, on est donc amené à l'idéaliser par une zone dont les propriétés physiques ont des valeurs constantes correspondant aux caractéristiques moyennes. Sa forme sera représentée par une structure géométrique simple. Suivant sa taille, une fissure peut être prise en compte de deux manières:

- pour des dimensions suffisantes autorisant son découpage en éléments finis, elle est considérée comme un milieu de conductivité nulle ou très faible par rapport à celle des matériaux environnants. On peut alors modéliser le défaut à l'aide d'éléments finis [REN90], [HWANG75], ou de solutions intégrales [XIN90]. Dans tous les cas, la principale difficulté est d'obtenir une densité de courant normale nulle en tout point des surfaces limitant le défaut.

- une des dimensions de la fissure est très petite vis à vis des dimensions globales du système. Elle ne peut plus être maillée. Un élément fini particulier peut alors être utilisé prenant en compte la fissure de manière énergétique [MANSIR86]. Cet élément a été intégré dans un logiciel 2D. La notion d'impédance de surface a aussi été utilisée [LEWIS91]. On ne dispose pas à l'heure actuelle d'élément de cette nature en 3D.

On voit donc qu'il est très difficile de modéliser un défaut réel. Comme on ne dispose pas de moyen expérimentaux permettant d'observer l'interaction défaut-courants de Foucault, les résultats obtenus ne peuvent être "validés" qu'en comparant les méthodes entre elles. Malheureusement, les résultats disponibles dans ce domaine sont très peu nombreux.

8. Conclusions.

Cette partie recense les outils et les méthodes utilisées à l'heure actuelle dans le CND et l'END par courants de Foucault.

D'un point de vue théorique, on constate qu'il est difficile d'obtenir des outils simples pour décrire la répartition de ces courants, principalement parce que c'est à la fois un phénomène volumique et un phénomène temporel. On a mis en évidence que la profondeur de pénétration standard largement utilisée ne donne des valeurs acceptables que dans de très rares configurations et que dans une région particulière. Cette difficulté s'accroît lorsque le signal d'excitation n'est plus sinusoïdal. On ne dispose pas dans la plupart des cas de solutions analytiques et les méthodes numériques ne peuvent s'appliquer qu'en introduisant des hypothèses simplificatrices. Ceci n'a permis d'explorer que des signaux permettant d'effectuer les calculs en ne prenant pas en compte, au moins dans une première étape, "leur efficacité" vis à vis de la détection envisagée.

D'un point de vue pratique, là aussi des contraintes matérielles ou technologiques ont limité la plupart du temps les dispositifs de mesure à être des bobines, et les dispositifs d'excitation à fournir des formes d'onde pré-définies.

On dispose d'outils de modélisation 2D et 3D permettant de connaître les courants de Foucault avec des hypothèses beaucoup moins restrictives que celles utilisées pour les résolutions analytiques. En particulier, il y a beaucoup moins de limitations sur les structures pouvant être modélisées. Leur utilisation doit permettre de faire progresser la connaissance de ce phénomène et, par voie de conséquence, d'obtenir des dispositifs de détection beaucoup plus performants. Le faible temps de résolution en 2D autorise l'exploration de multiples configurations, chose impossible avec une méthode expérimentale. Les temps de calculs importants en 3D ne permettent pas d'envisager une utilisation systématique. Nous exploiterons donc l'outil 3D pour connaître l'interaction défaut-courants de Foucault et pour conforter les hypothèses prises pour effectuer les résolutions en 2D.

9. Références bibliographiques.

[ALLEN83] Allen B.L., Lord W., " Finite element modeling of pulsed eddy-current", review in progress in quantitative NDE, Vol 3, 1983 Santa-Cruz, pp 561-568.

[BECK86a] Becker R.,Betzold K., Boness K.D., Collins R., Holt C.C., Simkin J., " The modelling of electrical current NDT methods its application to weld testing (part 1) ", British Journal of NDT, sept 1986, pp. 286-294.

[BECK86b] Becker R.,Betzold K., Boness K.D., Collins R., Holt C.C., Simkin J., " The modelling of electrical current NDT methods its application to weld testing (part 2) ", British Journal of NDT, sept 1986, pp. 361-369.

[BEISS86] Beissner R.E., " Boundary element model of eddy-current flaw detection in three dimensions. ", Journal of applied physics 60 (1), july 86, pp 352-356.

[BIRO89] 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, vol. 25, n°4, july 1989, pp 3145-3159.

[BIRO90] Biro O., Preis K., " Finite element analysis of 3D eddy currents", IEEE Transactions on magnetics, vol. 26, n°2, march 1990, pp 418-423.

[CHAN68] Chan S.B., Waidelich D.L., " The penetration of concentrated pulsed electromagnetic fields into a conductor.", 12th metallurgical congress on nondestructive testing and control in the field of nuclear metallurgy and technology, Saclay, june 68, pp 111-117.

[COX69] Cox C.W., Renken C.J., "The use of the conducting mask in pulsed electromagnetic testing ", Apr 69.

[CROS85] Crostack H.A., Nehring J., " Development and application of pulsed eddy current testing using CS technique", Proc. of the 11th world conference on NDT, Las Vegas, USA, nov. 1985, pp 208-215.

[DAI91] Dai X.W., Ludwig R., " Analytical validation of the numerical modeling of pulsed eddy-current phenomena for non-destructive evaluation applications. ", Electrosoft, 1991, Vol 2, pp 186-204.

[DEEDS78] Deeds W.E., "A comparison of multiple frequency and pulsed eddy current techniques", Proc. of the 5th annual review of progress in quantitative NDE, Lajolla, USA, 1978, pp 117-119.

[DEEDS81] Deeds W.E., Lord C.V., " Determination of multiple properties with multiple eddy current measurements", International advances in NDT, 1981, vol. 8, pp 317-333.

[DODD69] Dodd C.V., Deeds W.E., Luquire J.W., "Integral solutions to some eddy currents problems.", International Journal of Non Destructive Testing, 1969, Vol. 1, pp 29-90.

[FISHER85] Fisher J.L., Beissner R.E., "Pulsed eddy current crack characterization experiments", Annual review, Williamsburg, Jun. 1985, pp 199-206.

[HAGE84] Hagemaier D.J., " Application of eddy current impedance plane testing ", Materials Evaluation,Vol 42, Jul 84, pp. 1035-1040.

[HAGE85] Hagemaier D.J., " Eddy current standart depth of penetration ", Materials Evaluation,Vol 43, Oct 85, pp. 1438-1441.

[HAGE88] Hagemaier D.J., Bates B., Steinberg A., " On-aircraft eddy current subsurface crack inspection ", Materials Evaluation,Vol 46, Mar 88.

[HWANG75] Hwang J.H., Lord W., " Finite element modeling of magnetic field defect interactions. ", journal of testing and evaluation, vol 3, n°1, jan 75, pp 21-25.

[IDA88] Ida N., " Alternative approaches to the numerical calculation of impedance ", NDT international, Vol 21, Feb 88, pp. 27-35.

[LEWIS91] Lewis A.M., "A theoretical model of the respons of an eddy current probe to a surface breaking metal fatigue crack in a flat test piece", Journal of Applied Physics, n° 25, 1992, pp 319-326.

[LINCH91] Lynch D.J., Mahmood A., Philip L.D., Nguyen Q.H., " A normalization scheme for comparing eddy-current differentiel probe signals using a finite element formulation. ", Res. non-destructive evaluation (1991) 3, pp 221-234.

[MANSIR86] Mansir H., " Contrôle non destructif : modélisation des phénomènes électromagnétiques, caractérisation des défauts et optimisation des capteurs.", Thèse Ecole Centrale de Lyon, 1986.

[MOTT90] Mottl Z., " The quantitative relations between true and standard depth of penetration for air-cored probe coils in eddy current testing. ", NDT International, Vol 23, n° 1, feb 90, pp 11-18.

[NAKA88] Nakata T., Takahashi N., Fujiwara K., "Physical meaning of gradϕ in eddy current analysis using magnetic vector potentials", IEEE Transactions on magnetics, vol. 24, n°1, january 1988, pp 178-181.

[PALA79] Palanisamy R., Lord W., " Finite element modeling of electromagnetic NDT phenomena. ", IEEE transactions on magnetics, vol mag-15, n°6, nov 79, pp 1479-1481.

[PALA81] Palanisamy R., Lord W., " Finite element simulation of support plate and tube defect eddy-current signals in steam generator NDT. ", materials evaluation, n°39, june 81, pp 651-655.

[PHIL91] Philip L.D., Nguyen Q.H.,Derkacht D.D., Lynch D.J., Mahmood A., " Exact first order finite element modeling for eddy-current NDE. ", Res. non-destructive evaluation (1991) 3, pp 235-253.

[RENH90] Renhart W., Magele C.A., " The treatment of cracks in NDT problems using FEM ", IEEE transactions on magnetics, Vol 26, n°2, march 90, pp 873-876.

[TEGO85] Tegopoulos J.A., Kriezis E., "Eddy Currents in Linear Conducting Media", Elsevier, 1985.

[VALLE54] Vallese L.M., " Diffusion of pulsed currents in conductors. ", Journal of applied physics, Vol 25, n°2,feb 54, pp 225-228.

[WAID69] Waidelich D.L., " The attenuation of a pulsed field by a conducting sheet. ", IEEE transactions on instrumentation and measurement, Vol 18, n°4, dec 69, pp 326-330.

[WAID72] Waidelich D.L., Huang S.G., "The use of crossing points in pulsed eddy current testing", Materials Evaluation, vol. 30, 1972, pp 20-24.

[WEB90] Weber P., " Application des courants de Foucault pulsés au contrôle non destructif. Approches théoriques et expérimentales. ", Thèse INSA LYON, France, 1990.

[XIN90] Xinshan Ma, Wang Ping, " The boundary element method combined with an electromagnetic source simulation method for calculating 3D eddy current distribution", IEEE transactions on magnetics, vol.26, n°2, march 1990, pp 592-594.

CHAPITRE 2:

MODELISATION DES COURANTS DE FOUCAULT EN PRESENCE DE DEFAUTS.

1. Introduction.

La conception d'un capteur à courants de Foucault nécessite la connaissance de l'influence d'un défaut sur la répartition des lignes de courant (sont-elles déformées, et comment, pour un type donné de fissure et de bobine d'excitation?). Ce phénomène est purement 3D et il semble très difficile de le ramener à une structure 2D puisqu'on doit prendre en considération simultanément le dispostif à contrôler et le défaut. Malheureusement, il n'existe pas sur le marché de logiciel spécifique 3D (prenant en compte le faible rapport $\frac{\text{taille du défaut}}{\text{taille de la géométrie}}$, et permettant de calculer directement les signaux de défauts, ...).

Dans ces conditions, nous avons décidé d'utiliser *FLUX3D*, logiciel 3D à éléments finis qui a déjà été validé sur des problèmes électrotechniques présentant des courants de Foucault. La première étape a été de définir les formulations les plus adaptées à notre problème ainsi que les conditions aux limites. Pour cela, un défaut débouchant a d'abord été étudié pour avoir des niveaux de signal suffisants. Cette technique est ensuite appliquée à l'étude d'un défaut à 5mm de profondeur. La structure de base et les matériaux sont ceux servant de base à toute cette étude.

De plus, pour les deux cas, on compare l'influence d'un défaut réel et d'un défaut axisymétrique (calcul à la fois sur *FISSURE* et sur *FLUX3D*) sur les grandeurs globales et les grandeurs locales.

Compte-tenu des temps de calcul, une étude systématique n'a pas été effectuée (influence de la valeur de la fréquence, de la hauteur ou de la longueur du défaut). Les résultats obtenus ne présentent donc aucun caractère général mais permettent d'avoir une première idée de la manière dont les courants induits se répartissent en présence d'un défaut.

2. Influence d'un défaut sur la répartition des courants de Foucault.

Le choix des formulations se fait de manière à obtenir un bon compromis temps de calcul précision. Pour la configuration étudiée, nous prenons dans ces conditions:

-) la formulation **A**V dans l'aluminium et le titane.

-) la formulation ϕ_r dans l'air sauf pour le défaut.

-) la formulation **A** pour le défaut.

Théoriquement, il n'y a pas de conditions limites à appliquer à l'interface défaut-conducteur avec les formulations choisies. Cependant, il s'est avéré nécessaire d'imposer une condition limite supplémentaire pour qu'aucune ligne de courant ne pénètre dans le défaut. On a utilisé la relation **A.n** = 0 (ce qui est équivalent à **J.n** = 0). A ce moment, les résultats obtenus ne présentaient plus d'aberrations flagrantes.

Pour les deux types de défaut, seul un quart de la géométrie est saisie. On vérifiera a posteriori que l'influence des défauts étudiés ne nécessitent pas, compte-tenu de leurs dimensions, de prendre un domaine d'étude plus grand.

2.1. Défaut débouchant.

La figure 2.1 représente la structure étudiée. La figure 2.2 donne la forme exacte et les dimensions du défaut (en réalité du demi-défaut puisqu'on ne considére qu'un quart de la géométrie. La largeur effective du défaut est donc de 0.5mm). La fréquence du courant d'excitation est de 2kHz, valeur correspondant à une profondeur de pénétration standard de

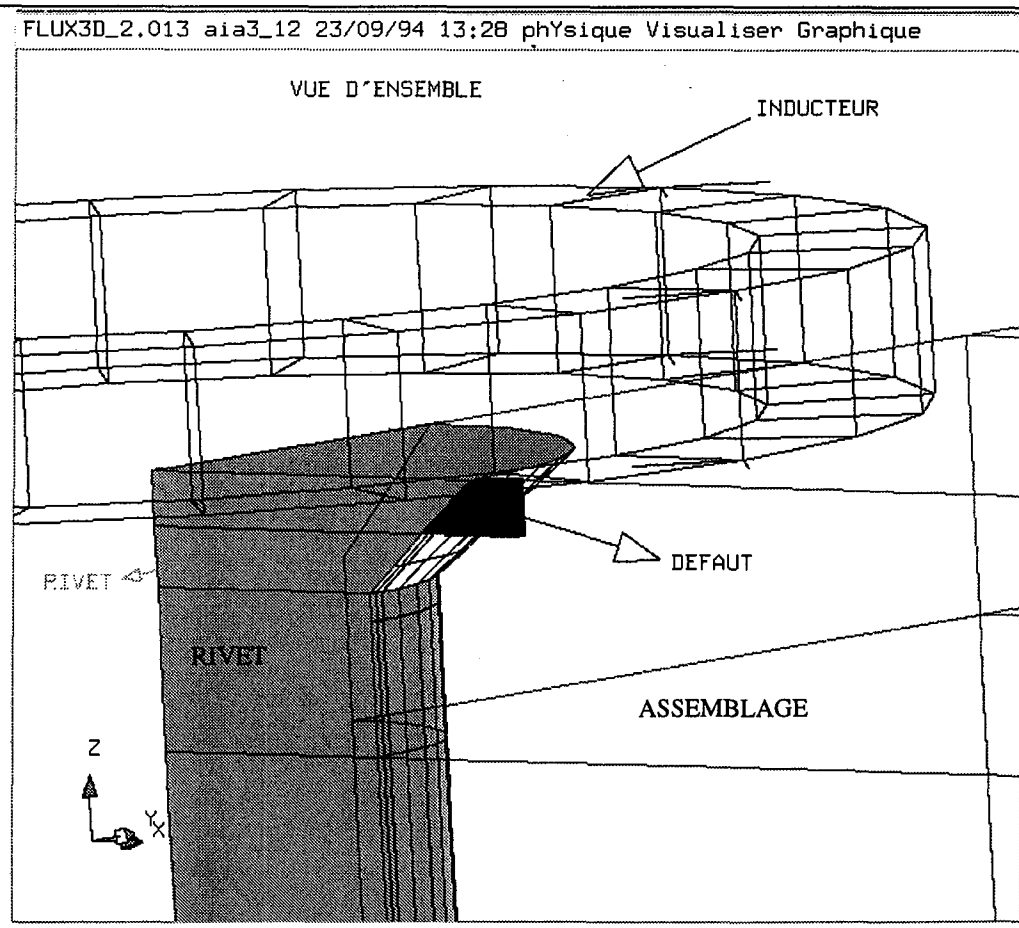


Figure 2.1: géométrie saisie pour l'étude d'un défaut débouchant.

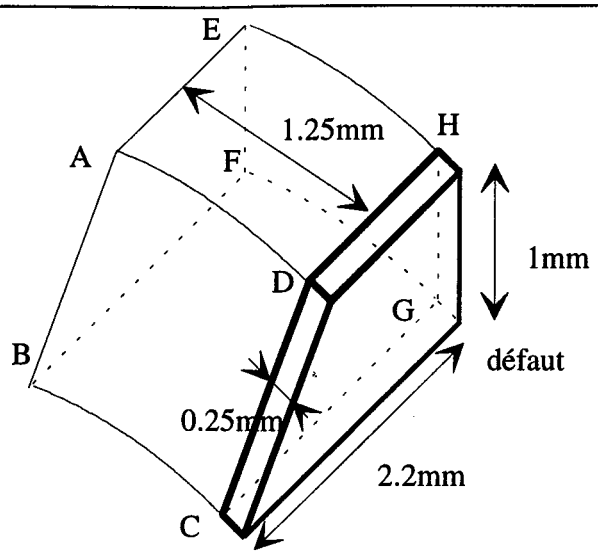


Figure 2.2: défaut débouchant et définition des zones de calcul.

2mm pour l'aluminium.

La figure 2.5 représente le vecteur densité de courant au voisinage du défaut. La figure 2.6. donne la densité de courant à la surface de la pièce alors que la figure 2.7. donne celle-ci dans un plan parallèle à cette surface passant à mi-hauteur du défaut (plan P1 figure 2.3).

On constate que les lignes de courant sont déviées vers le nez et le fond de la fissure. A la surface, il n'y a pas de déviation vers le bas. A mi-hauteur, la déviation se fait aussi bien vers le nez du défaut que vers le bas.

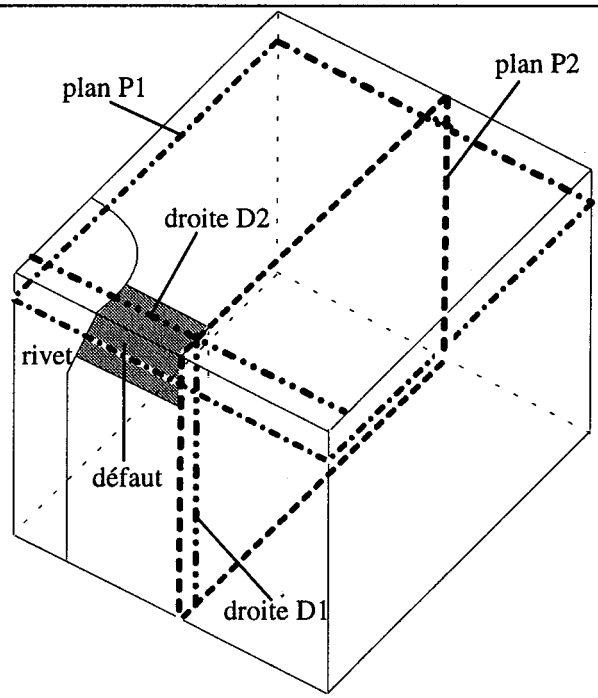


Figure 2.3: définition des plans et des droites d'observation.

La figure 2.8 confirme ces conclusions en donnant le vecteur densité de courant dans un plan vertical passant par le nez du défaut (plan P2 figure 2.3).

On constate que, pour les dimensions du défaut étudié, les lignes de courant sont perturbées dans une zone correspondant approximativement à la taille du défaut (<2mm). Cela conforte le choix du domaine d'étude.

Pour évaluer l'impact du défaut sur la déformation des lignes de courant, on calcule l'intensité traversant les surfaces suivantes (figure 2.2):

-) ABCD: intensité passant par le rivet.

-) EFGH: intensité dévié horizontalement.

-) BCFG: intensité déviée vers le bas.

On estime que, dans ces conditions:

-) 43% de l'intensité est déviée vers le nez de la fissure.

-) 57% de l'intensité est déviée vers le fond de la fissure.

-) 0.8% de l'intensité passe par le rivet.

Cette dernière valeur s'explique parfaitement par la faible valeur de la conductivité du titane constituant le rivet par rapport à la conductivité de l'aluminium.

Le défaut considéré provoque donc une déviation des lignes de courant suivant les directions radiales et verticales et ce, dans des proportions du même ordre de grandeur. Si on considère l'influence de ces déformations sur l'induction en surface à l'aplomb du défaut (droite D2 figure 2.3), on peut dire en première approximation et en utilisant la loi de Biot et Savart que (figure 2.4):

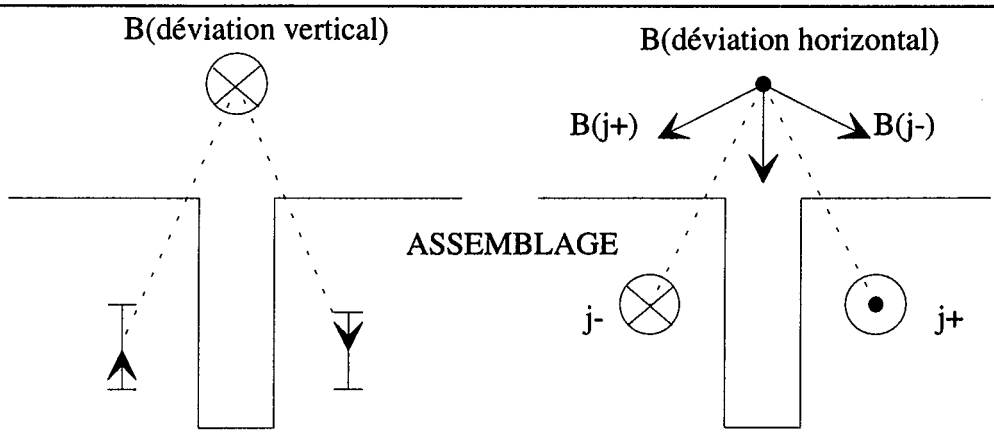


Figure 2.4: influence de la déviation des lignes de courant sur l'induction en surface.

-) une déformation suivant la verticale va induire une induction dirigée radialement (donc le long de la droite D2).

-) une déformation suivant un plan horizontal est à l'origine d'une induction dirigée verticalement.

La présence d'un défaut va donc provoquer une variation des composantes radiales et verticales de l'induction à son aplomb. Ces variations vont dépendre de la manière dont les courants sont déviés, donc de la hauteur et de la largeur du défaut. Il est donc intéressant lors de la conception d'un capteur de considérer les deux composantes du champ pour choisir celle qui permettra de faire la mesure la plus sensible au défaut.

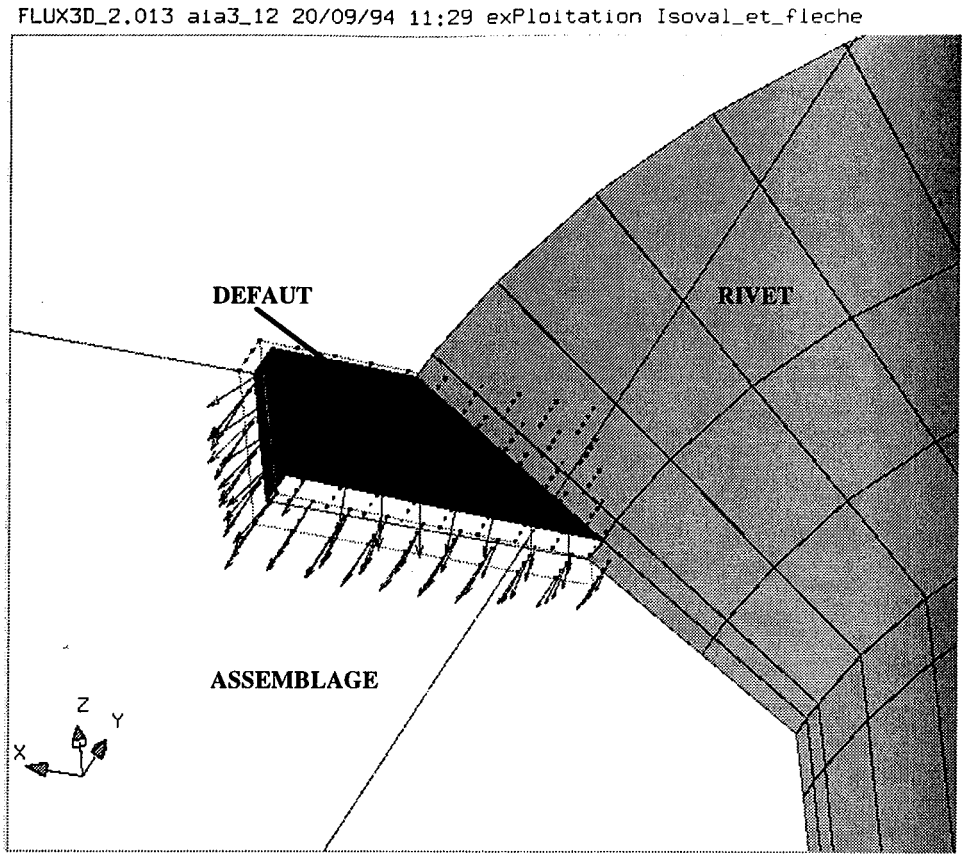


Figure 2.5: influence du défaut sur la direction des courants induits.

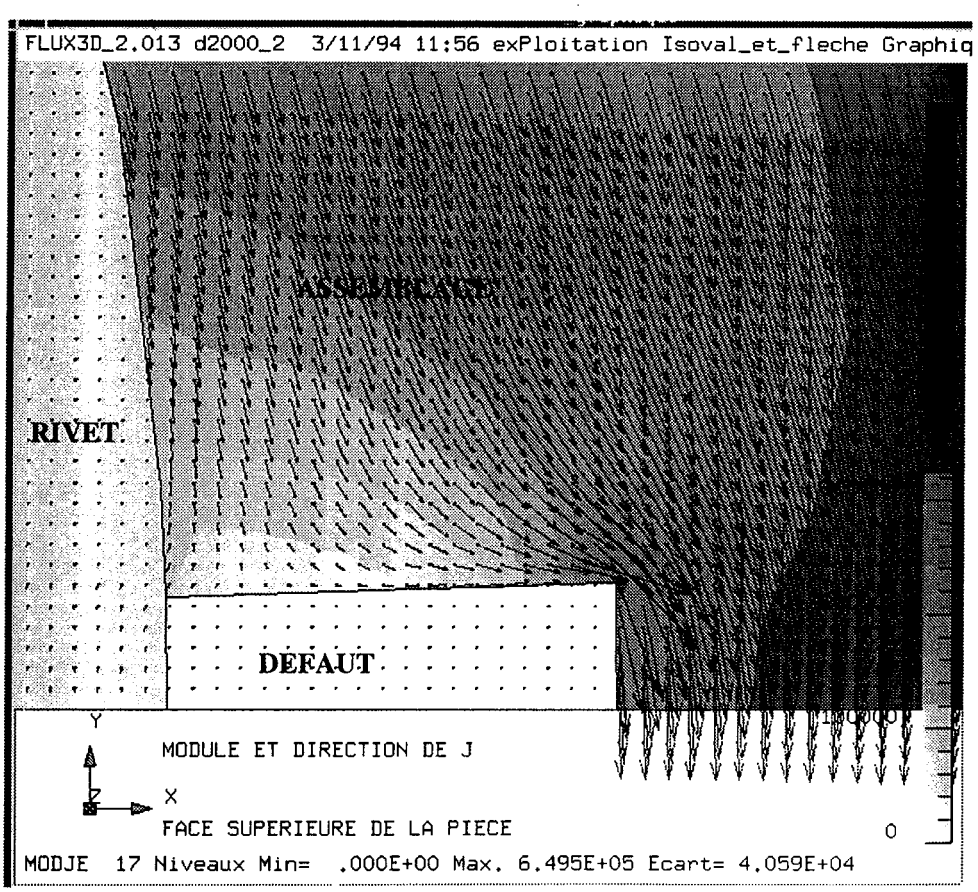


Figure 2.6: courants de foucault à la surface de la pièce.

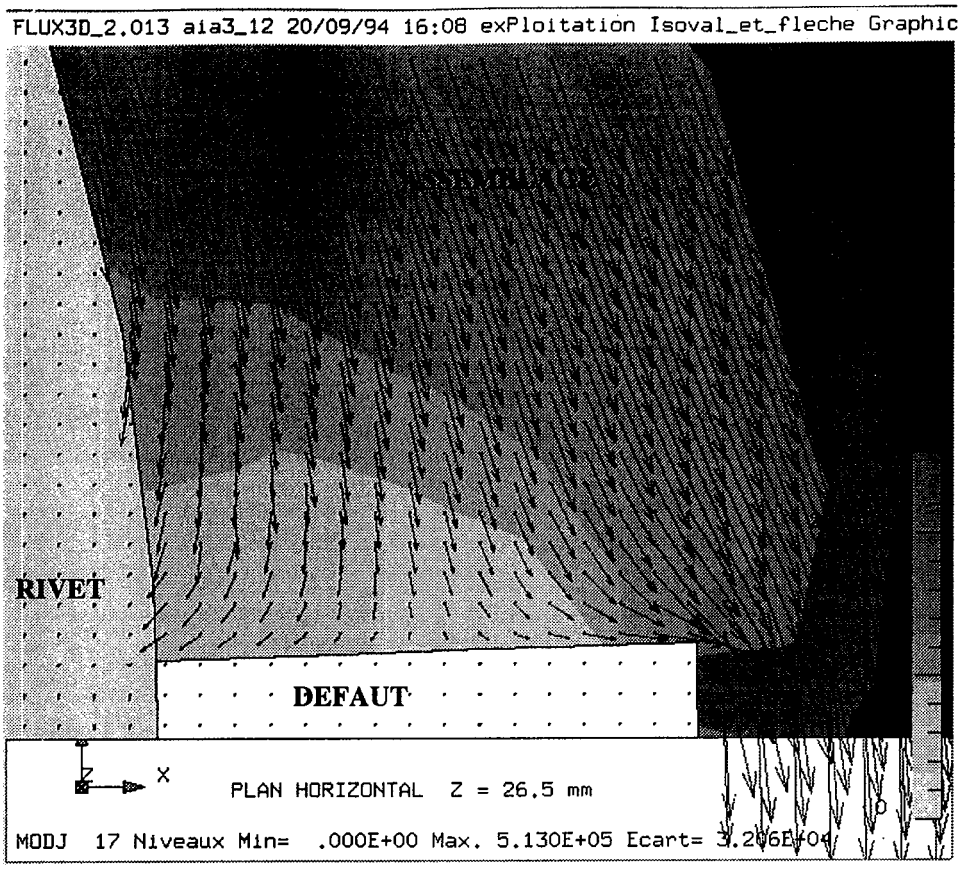


Figure 2.7: courants de foucault dans la plan P1.

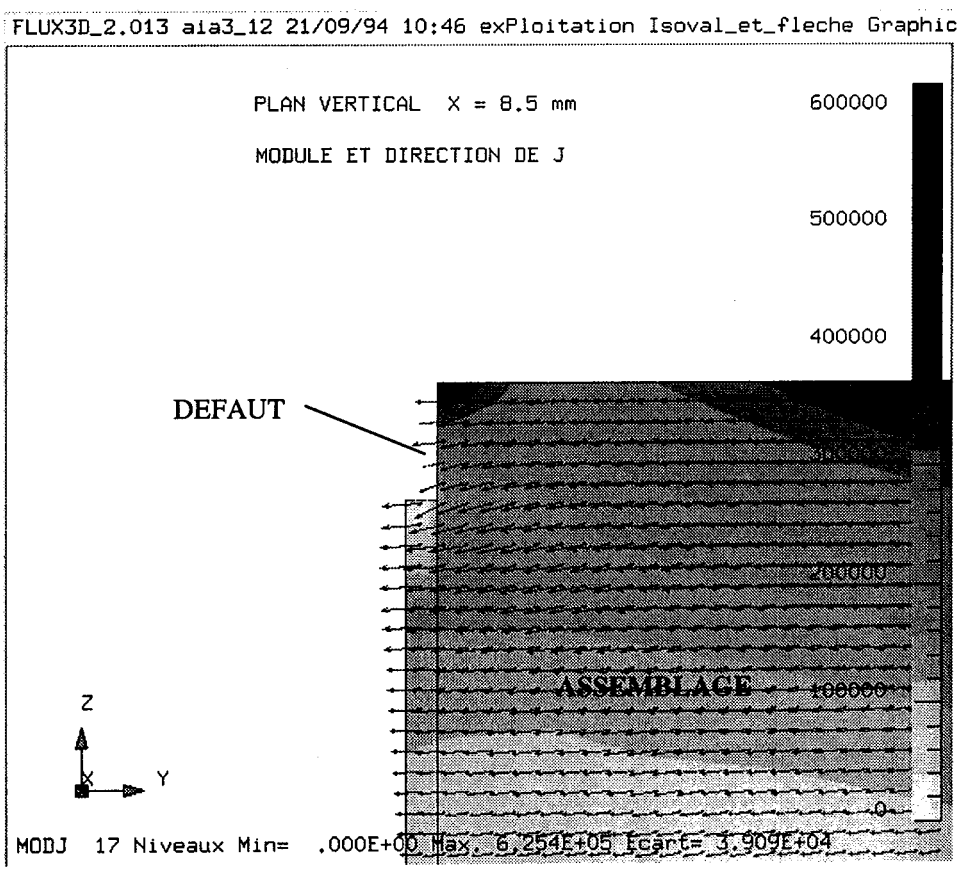


Figure 2.8: courants de foucault dans la plan P2.

2.2. Défaut en profondeur.

La figure 2.11 représente la structure étudiée. La figure 2.8 donne la forme exacte et les dimensions du défaut. La fréquence du courant d'excitation est de 500 Hz, valeur correspondant à une profondeur de pénétration standard valant 5mm.

La figure 2.12 représente le vecteur densité de courant au voisinage du défaut. La figure 2.14 donne la densité de courant dans un plan vertical passant par le nez du défaut (plan P1 figure 2.10) alors que la figure 2.13 donne celle-ci dans un plan parallèle à cette surface passant à mi-hauteur du défaut (plan P2 figure 2.10).

On constate que les lignes de courant sont déviées à la fois au-dessus, au-dessous et devant le défaut.

Pour évaluer l'impact du défaut sur la déformation des lignes de courant, on calcule l'intensité traversant les surfaces suivantes (figure 2.9):

-) ABCD: intensité passant par le rivet.

-) EFGH: intensité dévié horizontalement.

-) BCFG: intensité déviée vers le bas.

-) AEDH: intensité déviée vers le haut.

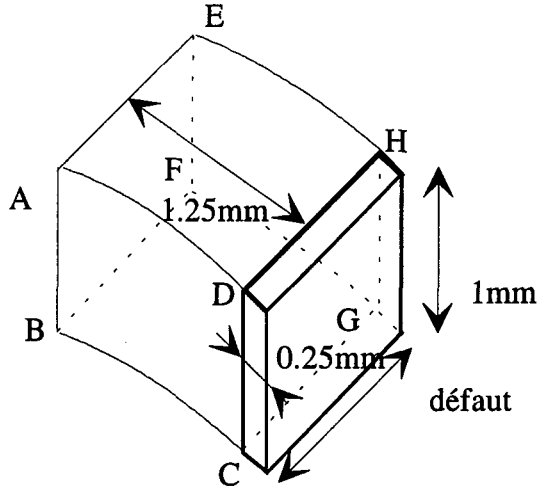


Figure 2.9: défaut en profondeur et définition des zones de calcul.

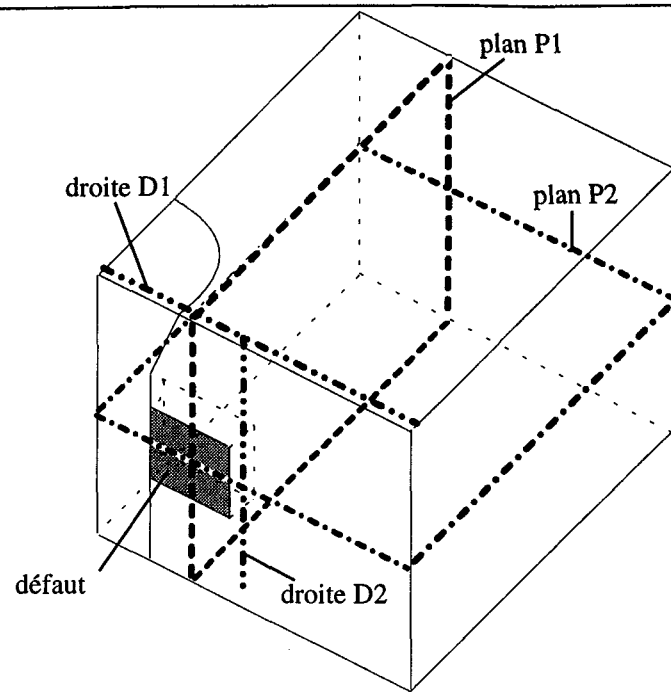


Figure 2.10: définition des plans et des droites d'observation.

On estime que, dans ces conditions:

-) 65% de l'intensité est déviée vers le nez de la fissure.

-) 15% de l'intensité est déviée vers le fond de la fissure.

-) 20% de l'intensité est déviée vers le haut de la fissure.

-) 0.8% de l'intensité passe par le rivet.

La majeure partie des lignes de courant est déviée dans un plan horizontal.

2.3. Conclusions.

Nous constatons, pour les deux défauts envisagés que les lignes de courants sont aussi bien déformées suivant un plan vertical qu'un plan horizontal. Ces déformations vont donc provoquer des variations d'induction à la surface de la pièce suivant ces deux directions. Nous allons donc nous intéresser aux deux composantes de l'induction. On ne peut à l'heure actuelle conclure sur l'influence des caractéristiques du défaut sur les composantes de l'induction. Il faut effectuer une étude prenant en compte la profondeur, la hauteur et la largeur de celui-ci.

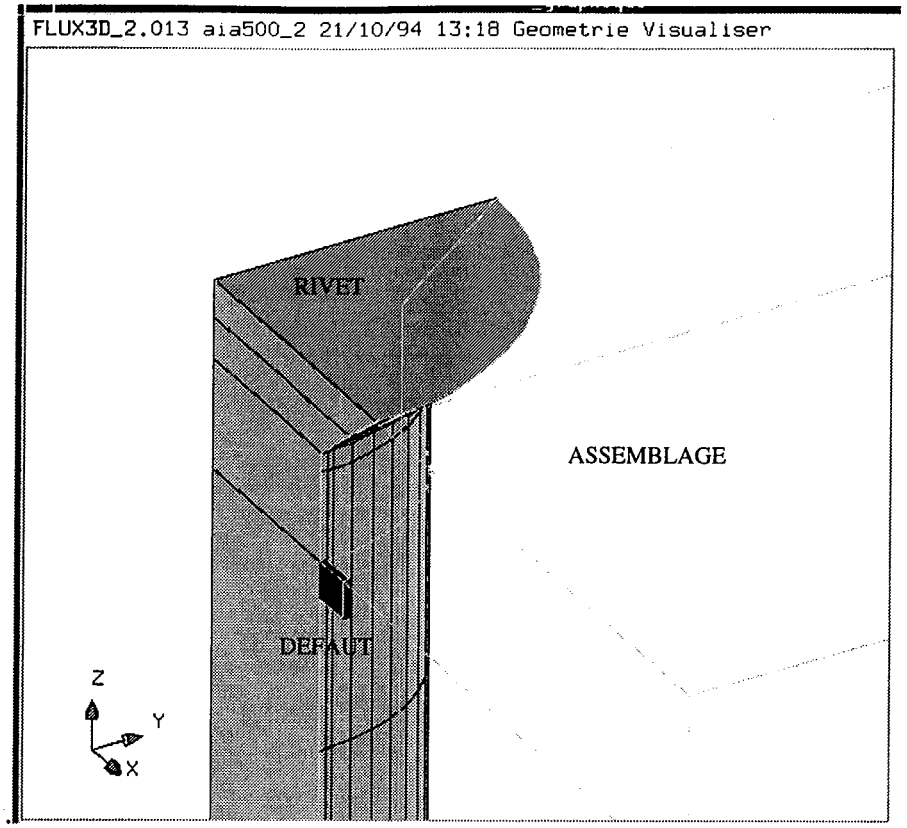


Figure 2.11 géométrie étudiée.

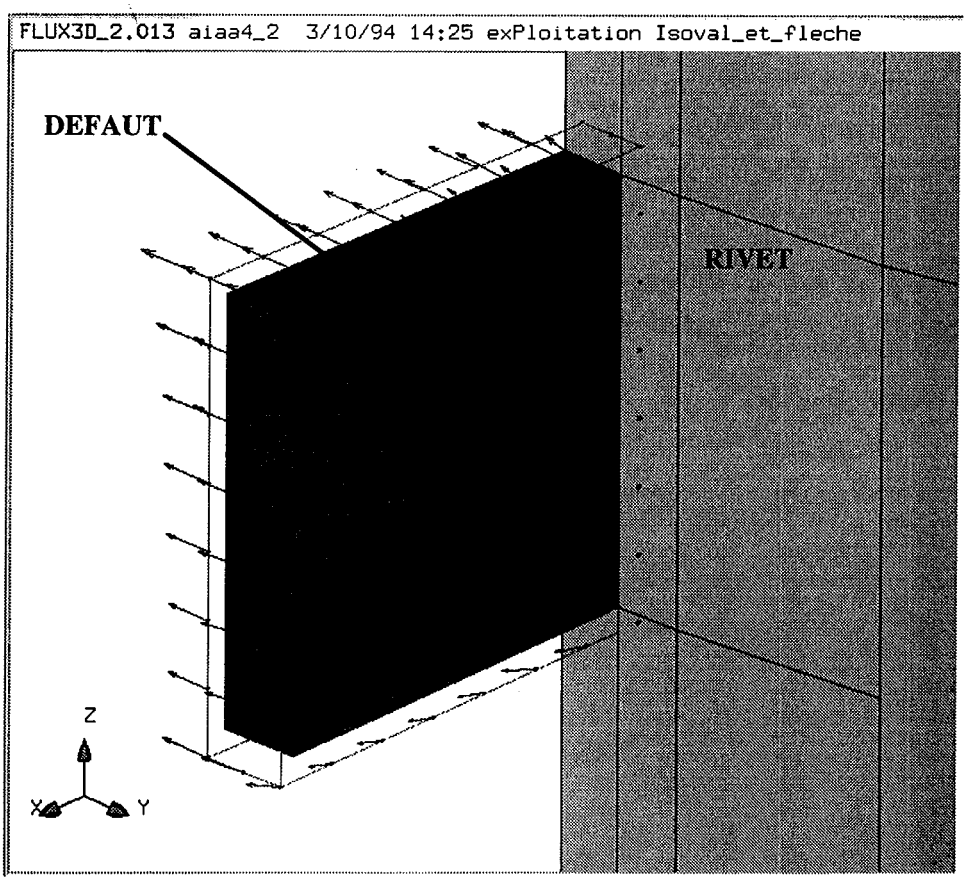


Figure 2.12: influence du défaut sur la direction des courants induits.

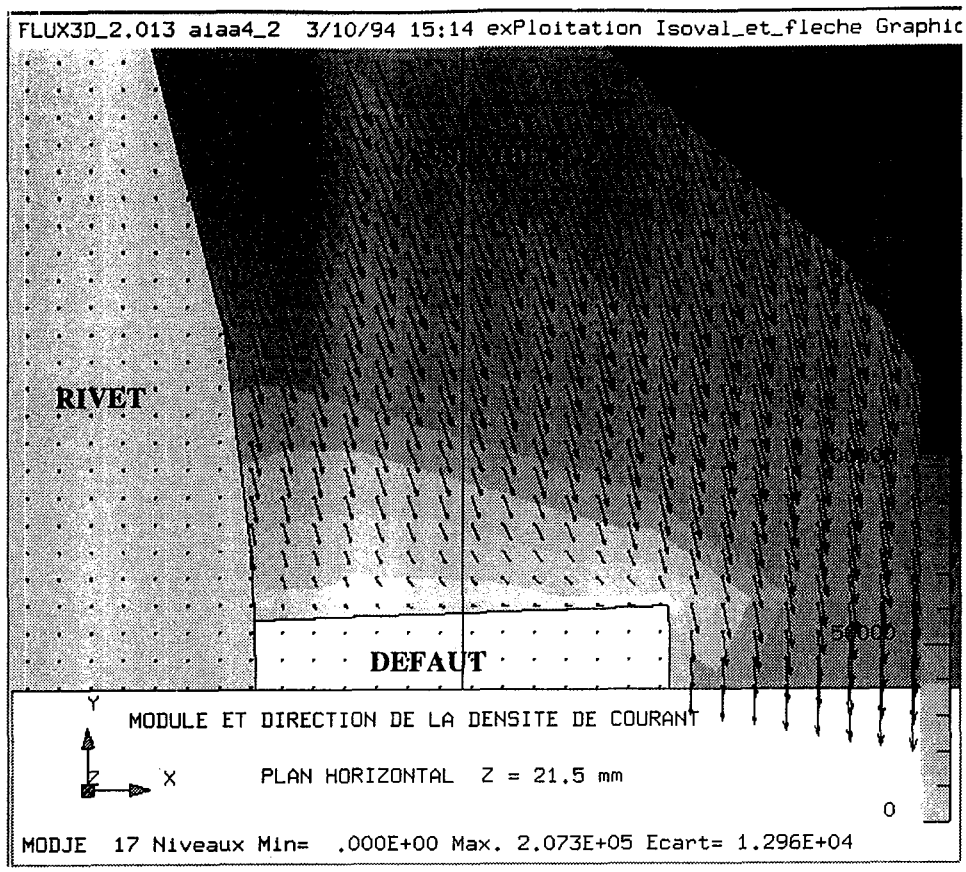


Figure 2.13: courants de Foucault dans le plan P1.

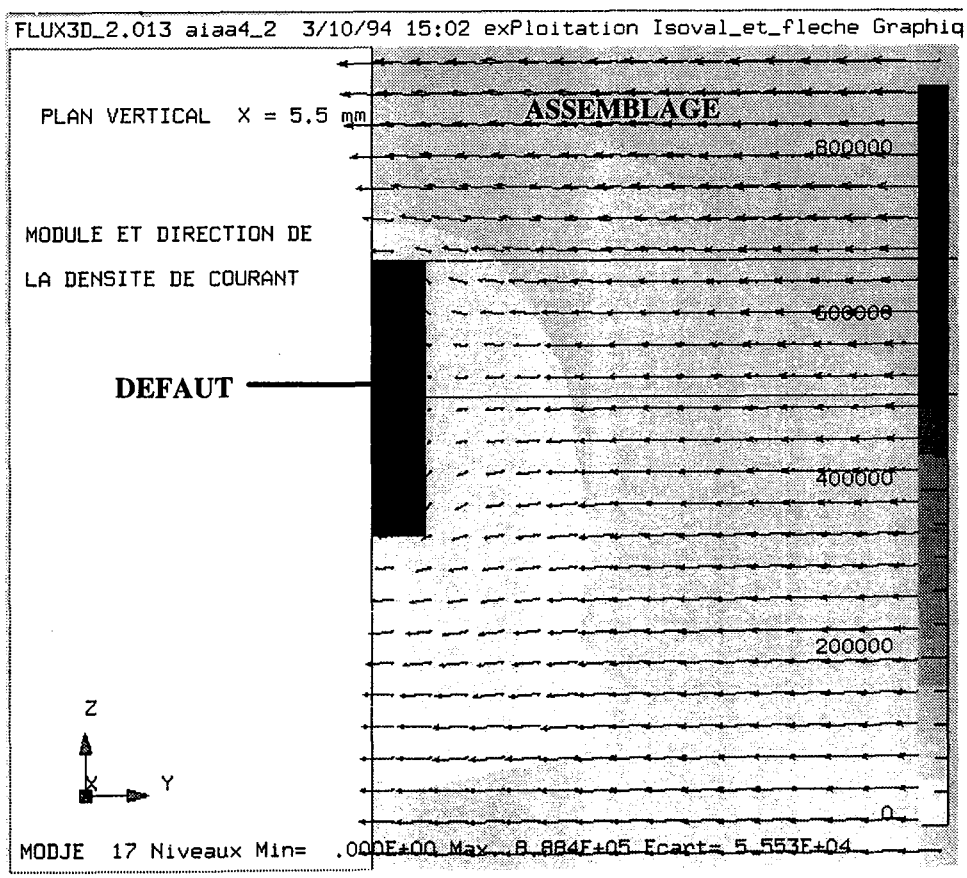


Figure 2.14: courants de Foucault dans le plan P2.

3. Comparaison entre un défaut axisymétrique et un défaut "réel".

L'utilisation des logiciels 2D nécessite de considérer des défauts axisymétriques. Il est donc indispensable de connaître les conséquences de cette approximation en comparant les résultats obtenus pour des défauts réels et des défauts axisymétriques. Pour ceci, on effectuera le calcul des grandeurs globales (puissance active et réactive mise en jeu dans toute la structure, ou encore l'impédance de la bobine) et locales suivant certaines droites (figures 2.3 et 2.10). On s'intéressera plus particulièrement à l'induction différentielle verticale (BDV=(induction sans défaut-induction avec défaut) suivant une direction parallèle à l'axe de révolution du rivet) et à l'induction différentielle horizontale BDH (différence entre l'induction sans défaut et l'induction avec défaut) suivant un rayon du rivet. On considère les trois cas suivants:

-) défaut réel (*FLUX3D*).

-) défaut axisymétrique (*FLUX3D*).

-) défaut axisymétrique (*FISSURE*).

pour un défaut débouchant et un défaut profond.

3.1. Défaut débouchant.

3.1.1. Grandeurs globales.

Les résultats sont rassemblés dans le tableau 2.1. On constate une bonne concordance entre les résultats donnés par *FISSURE* et par *FLUX3D* pour le cas sans défaut et pour le défaut axisymétrique (on a un écart inférieur à 2%).

	P (W)	Q (VAr)
sans défaut *FLUX3D*	0.01277	0.06738
défaut réel *FLUX3D*	0.01295	0.06746
défaut axisymétrique *FLUX3D*	0.01288	0.06839
sans défaut *FISSURE*	0.01288	0.06864
défaut axisymétrique *FISSURE*	0.01289	0.06864

Tableau 2.1: puissances active et réactive pour les différentes configurations.

Par contre, on constate que les valeurs fournies par *FLUX3D* ne permettent pas de conclure sur la présence d'un défaut. En effet, la précision du calcul n'est pas suffisante pour déceler les faibles variations liées à ces défauts. La principale cause de cette imprécision est due d'une part, à un maillage insuffisant (insuffisance liée au matériel informatique utilisé et au temps de calcul) et d'autre part, à l'influence des changements de formulation entre le cas sans défaut et les cas avec défauts. Il est donc impossible à l'heure actuelle de déceler la présence de défaut par le calcul des puissances avec *FLUX3D*.

3.1.2. Grandeurs locales.

3.1.2.1. Induction magnétique.

Les figures 2.15 et 2.16 donnent BDH et BDV le long de D1 (figure 2.3). Les points les plus remarquables sont:

-) une très bonne concordance entre *FISSURE* et *FLUX3D* (on rappelle que l'induction est calculée dans les deux cas par dérivation spatiale de la solution A, ce qui peut engendrer d'importantes incertitudes).

-) la forme de la courbe BDV en fonction de la position est similaire dans tous les cas. On note une inversion du signe entre le défaut réel et le défaut axisymétrique mais la position de l'extrémum est à peu près la même.

-) BDH présente en première approximation les mêmes propriétés que BDV. A noter en plus, la présence d'un extrémum très net dont la position est le même dans tous les cas, mais d'une valeur beaucoup plus grande pour le défaut réel. Il se situe juste au milieu de la face supérieure de celui-ci.

-) dans tous les cas, les variations dues à un défaut "réel" sont supérieures à celles provoquées par un défaut axisymétrique.

3.1.2.2. Densité de courant.

La figure 2.17 représente la densité de courant le long de D2. On a, comme pour l'induction, une très bonne concordance entre *FISSURE* et *FLUX3D* pour un défaut axisymétrique. La différence avec un défaut réel se situe, comme on pouvait s'y attendre, à proximité du défaut. Elle se manifeste par une diminution de la densité de courant.

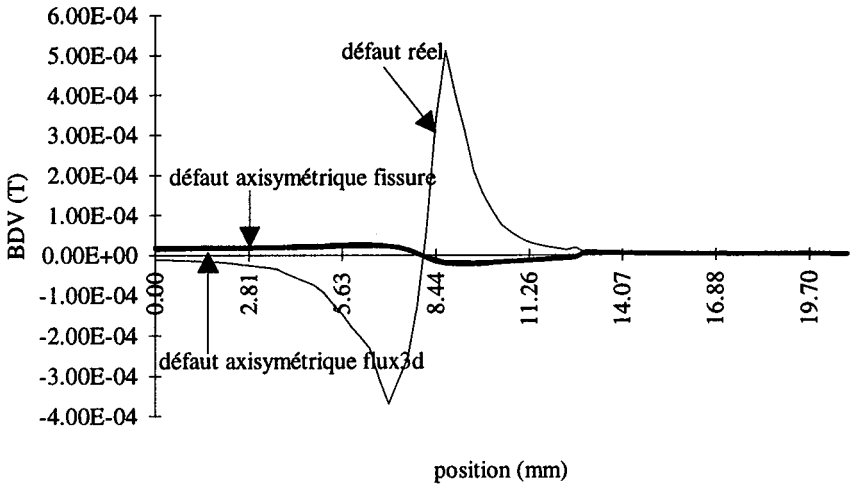


Figure 2.15: induction différentielle verticale suivant D1.

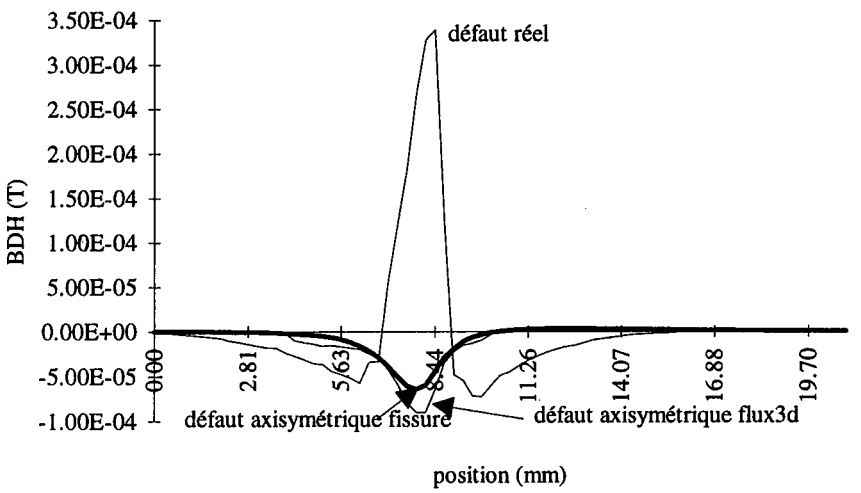


Figure 2.16: induction différentielle horizontale suivant D1.

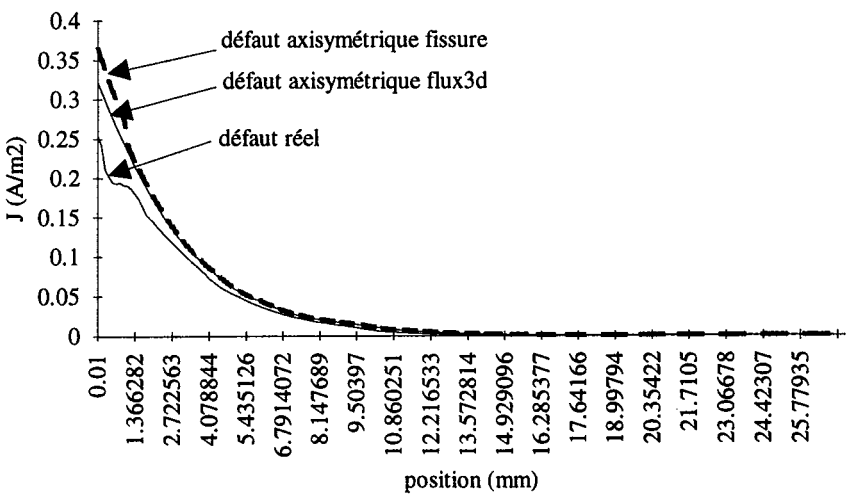


Figure 2.17: densité de courant le long de D2.

3.2. Défaut profond.

3.2.1. Grandeurs globales.

Les résultats sont rassemblés dans le tableau 2.2.

	P (W)	Q (VAr)
sans défaut *FLUX3D*	$3.441\ 10^{-3}$	$2.079\ 10^{-2}$
défaut réel *FLUX3D*	$3.578\ 10^{-3}$	$2.079\ 10^{-2}$
défaut axisymétrique *FLUX3D*	$3.439\ 10^{-3}$	$2.088\ 10^{-2}$
sans défaut *FISSURE*	$3.435\ 10^{-3}$	$2.054\ 10^{-2}$
défaut axisymétrique *FISSURE*	$3.439\ 10^{-3}$	$2.056\ 10^{-2}$

Tableau 2.2: puissances active et réactive pour les différentes configurations.

La profondeurs à laquelle se situe le défaut provoque des variations encore plus faibles que pour le défaut débouchant.

3.2.2. Grandeurs locales.

3.2.2.1. Induction magnétique.

Les composantes de l'induction magnétique le long de D1 (figure 2.10) sont représentées figures 2.18 et 2.19. Le défaut a bien une influence sur les deux composantes.

La comparaison entre le défaut axisymétrique et le défaut "réel" montre à nouveau que le défaut réel a un impact plus important sur les deux composantes que le défaut axisymétrique.

3.2.2.2. Densité de courant.

Nous constatons figure 2.20 comme précédemment une influence beaucoup plus importante du défaut réel .

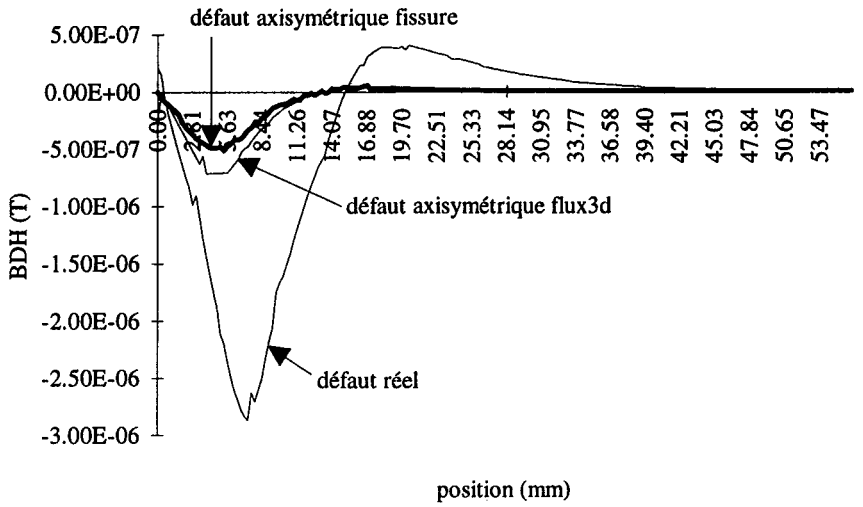


Figure 2.18: induction différentielle horizontale suivant D1.

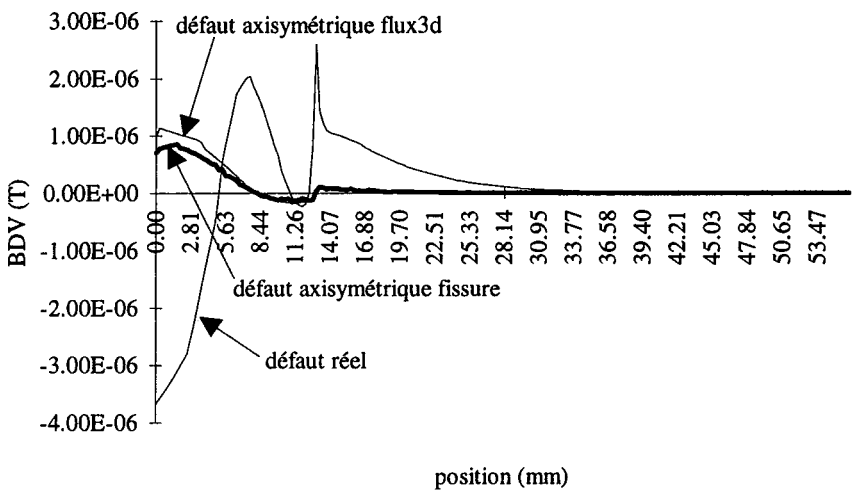


Figure 2.19: induction différentielle verticale suivant D1.

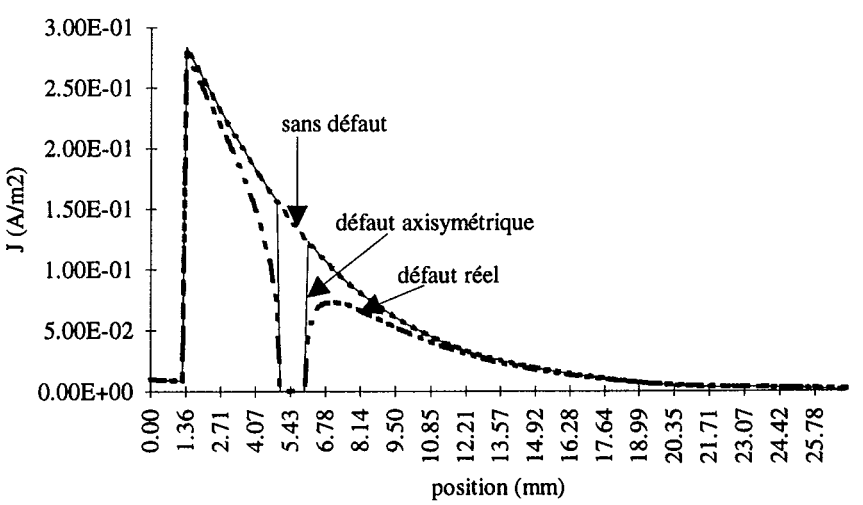


Figure 2.20: densité de courant le long de D2.

4. Vérification expérimentale.

4.1. Dispositif expérimental.

Le dispositif expérimental et les mesures ont été réalisés par le GEMPPM de l'INSA de Lyon. Les échantillons utilisés sont représentés figure 2.18. Ils sont constitués de rondins d' AU4G1. On dispose d'un rondin ayant un défaut 4mmx3mmx0.2mm, d'un autre ayant un défaut demi-axisymétrique 4mmx3mm et enfin d'un présentant un défaut axisymétrique 4mmx3mm. L'excitation est assurée par un bobine cylindrique (rayon interne 11mm, largeur 3mm, hauteur 3mm). Nous effectuons:

-) des mesures d'impédance en sinusoïdal (capteur à double fonction): nous mesurons la variation d'impédance de la bobine en fonction de la fréquence:

ΔR = résistance de la bobine avec défaut - résistance de la bobine sans défaut

ΔX = réactance de la bobine avec défaut -réactance de la bobine sans défaut

-) des mesures d'induction en impulsionnel à l'aide de deux capteurs de champ placés en A et B (figure 2.21). Une impulsion en forme de demi-sinusoïde de durée 1ms est utlisée.

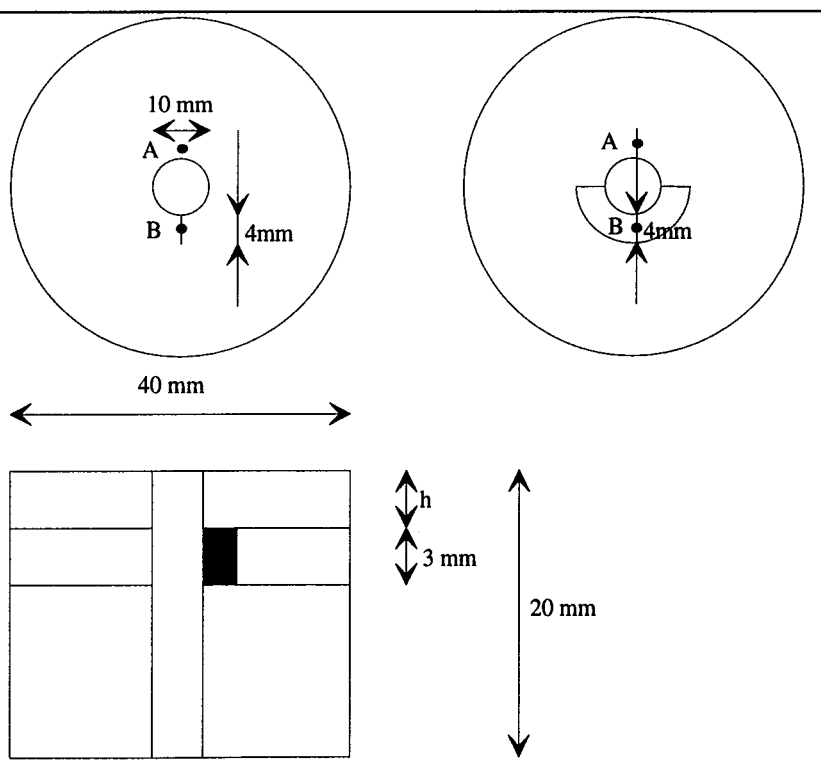
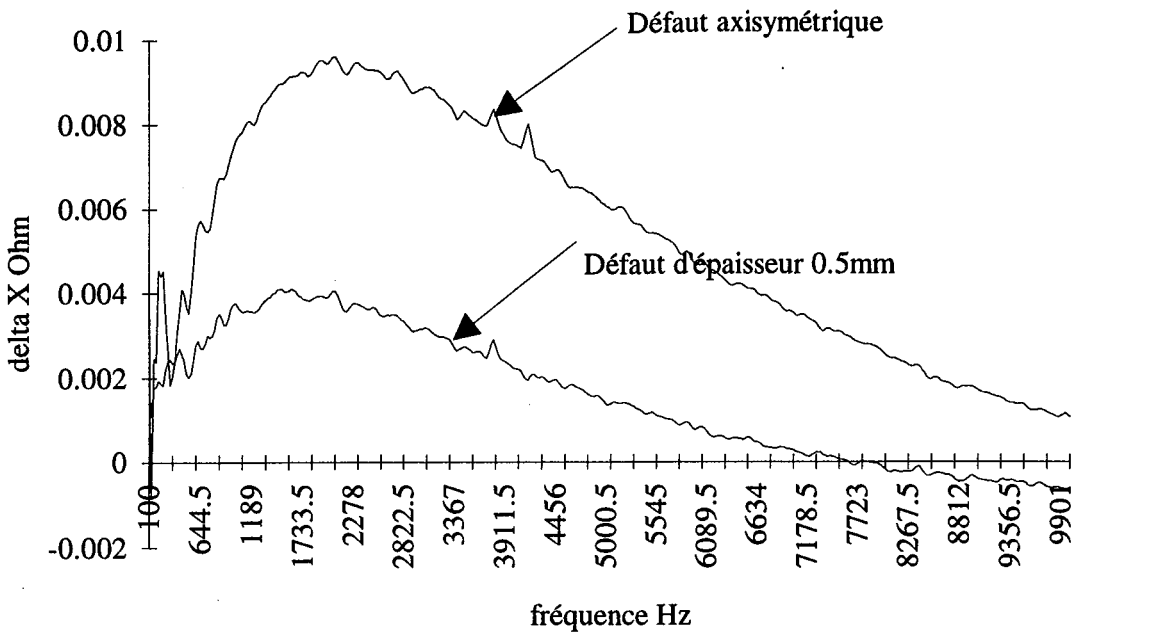


Figure 2.21: échantillons pour le comparaison de la réponse d'un défaut annulaire et d'un défaut réel.



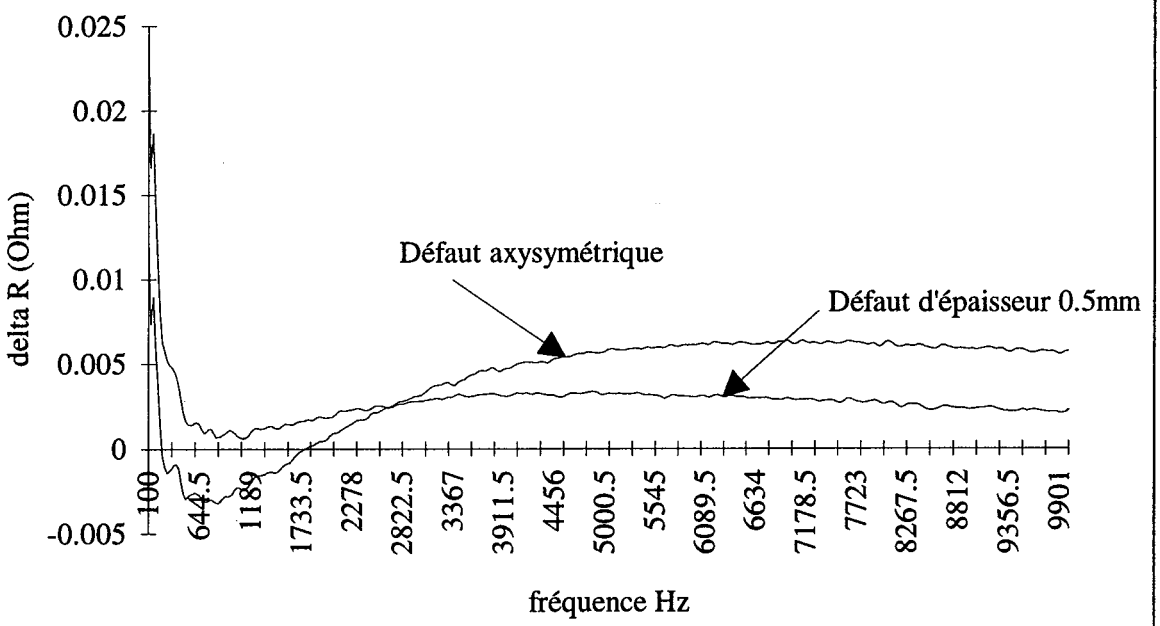


Figure 2.22: ΔR et ΔX en fonction de la fréquence.

4.2. Résultats.

La figure 2.22 représente les variations de réactances et de résistances obtenues pour un balayage en fréquence de 100 Hz à 10 kHz.

Elles présentent une allure identique dans les deux cas mais elles sont beaucoup plus importantes pour un défaut axisymétrique que pour un défaut "réel". ΔR et ΔX étant liées à des grandeurs globales (puissances actives et réactives), leurs valeurs sont à associer avec la

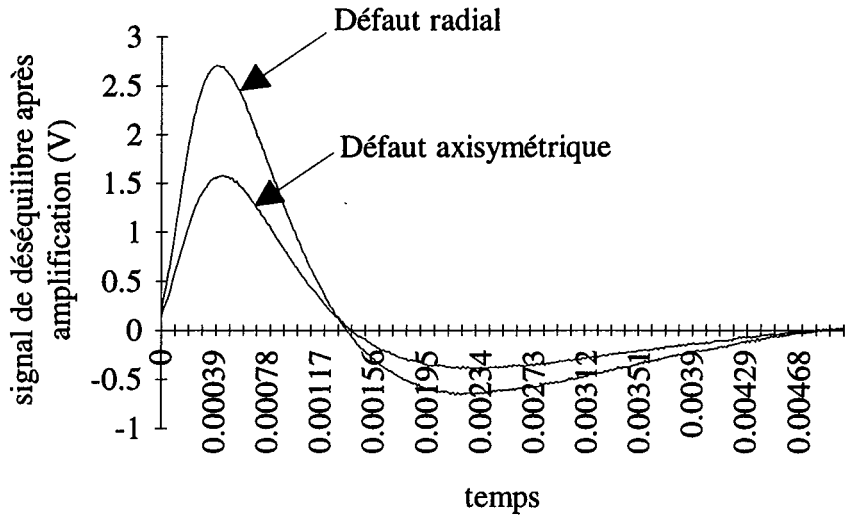


Figure 2.23: induction différentielle horizontale

quantité de matière manquante. Il est donc normal que la variation soit plus importante pour un défaut axisymétrique que pour un défaut d'épaisseur 0.5mm.

La Figure 2.23 donne la différence des signaux fournis par les deux capteurs de champ dans le cas d'une excitation impulsionnelle demi-sinusoïdale. Là, au contraire du cas précédent, les variations dues au défaut 0.5mm sont plus importantes que celles dues au défaut axisymétrique. Un défaut axisymétrique ne modifie pas la forme des lignes de courant (qui restent des cercles). Par contre, au voisinage du défaut, on a une forte déformation de la géométrie des lignes de courant ainsi que nous l'avons vu dans la première partie de ce chapitre. Des capteur de champ placés "à proximité" du défaut seront donc sensibles à ces modifications.

5. Conclusions.

Nous avons donc montré qu'il était possible d'utiliser le logiciel *FLUX3D* avec des hypothèses simplificatrices sur la géométrie du défaut pour étudier des structures de contrôle non destructif par courant de Foucault. La principale difficulté rencontrée réside dans le choix des formulations et des conditions d'interface. Nous avons abouti à un choix qui garantit une cohérence physique des résultats: aucune ligne de courant n'entre dans le défaut. Cela nécessite d'utiliser des conditions d'interface plus contraignantes que celles provenant des équations de Maxwell. Il faudra donc évaluer les conséquences de ces conditions limites (mais comment?). D'autre part, les formulations choisies donnent directement la densité de courant, ce qui est parfaitement adapté à l'étude de leur répartition. Par contre, l'induction est obtenue par dérivation spatiale. Comme c'est une grandeur qui nous intéresse pour la mesure, il faudra explorer d'autres formulations donnant directement cette induction.

Les simulations nous ont permis d'avoir des informations sur l'influence d'un défaut sur la répartition des lignes de courant. La connaissance de leur déformation permet d'avoir des indications sur les variations de l'induction à l'aplomb du défaut. Une étude en fonction de la forme du défaut (étude de l'influence de la hauteur et de la largeur) devrait en particulier permettre de définir qu'elle est la composante de l'induction la plus intéressante. Par contre, aucune information ne peut être extraite des grandeurs globales, principalement à cause d'un maillage limité par la taille mémoire et les temps de calcul impliquant une précision insuffisante des résultats.

Pour chaque résolution en 3D, il faut une dizaine d'heures (deux heures CPU) sur une station HP715. On peut donc pas utiliser ce genre d'outil pour optimiser un dispositif, ce qui nécessite plusieurs centaines de calcul. Pour les mêmes raisons, seules des excitations sinusoïdales sont envisageables. Nous avons donc comparé les résultats provenant de *FLUX3D* et de *FISSURE*. Nous avons constaté une très bonne concordance dans le cas d'un défaut axisymétrique. Nous avons donc pu comparer un défaut "réel" (modélisé avec *FLUX3D*) et un défaut axisymétrique (modélisé avec *FLUX3D* et *FISSURE*). Nous avons constaté que, si nous mesurons l'induction à l'aplomb du défaut, la réponse d'un défaut axisymétrique est plus faible que celle due à un défaut réel. Ce résultat a d'ailleurs été vérifié

expérimentalement. Nous nous trouvons donc dans une situation très favorable puisque le capteur réel sera plus performant que ne le prévoit la modélisation.

Nous utiliserons donc dans la suite uniquement le logiciel 2D *FISSURE*.

CHAPITRE 3:

VALIDATION DE LA MODELISATION ET ANALYSE DES LIMITES DE DETECTION EN SINUSOIDAL.

1. Introduction .

Dans la pratique, le choix des paramètres d'une chaîne de mesure par courants de Foucault sinusoïdaux (dimensions du capteur, fréquence) se fait à partir de résultats issus de modèles simples plus ou moins proches de la réalité. Si, dans la grande majorité des cas, ces connaissances suffisent pour effectuer dans de bonnes conditions des mesures en surface ou à faible profondeur, il n'en est pas de même pour le contrôle en profondeur. La modélisation en 2D permet de se rapprocher de la réalité, surtout pour des structures axisymétriques qui peuvent être modélisées sans l'utilisation d'hypothèse simplificatrice.

La validation de cette modélisation s'effectue sur des échantillons sans défaut par comparaison des diagrammes d'impédance normalisée obtenus expérimentalement et par le calcul. Une étude numérique de la sensibilité aux variations des paramètres géométriques du capteur est réalisée avec ce logiciel pour mettre en évidence l'importance d'une bonne connaissance de ces valeurs pour pouvoir effectuer un contrôle efficace.

Puis, nous comparons les réponses du capteur en présence du matériau avec et sans défaut. Les résultats expérimentaux confirment les prévisions théoriques et permettent de définir une limite de profondeur de détection dans de tels assemblages par des courants de Foucault mono-fréquence.

2. Le logiciel.

Nous avons utilisé un logiciel s'appuyant sur les équations de Maxwell et sur une représentation axisymétrique conforme à la structure du capteur et du milieu à contrôler. Ce logiciel *FISSURE* permet de visualiser les phénomènes électromagnétiques et de prédéterminer la réponse du capteur en fonction de divers paramètres.

La résolution des équations réalisée par une méthode d'Eléments Finis, permet de déterminer en tout point du domaine d'étude (capteur, matériau, etc..) les grandeurs locales (exemple : champ magnétique B) pour la compréhension des phénomènes physiques ainsi que les grandeurs globales (exemples : flux ϕ, ddp aux bornes du capteur et impédance) pour la prédétermination de la réponse du capteur.

3. Validation expérimentale du logiciel FISSURE.

La validation de la modélisation est réalisée par comparaison des résultats théoriques et pratiques obtenus dans les mêmes conditions. Cette étude est effectuée pour deux bobines en présence de matériau sans défaut.

L'expérimentation a été effectuée par le GEMPPM de l'INSA de Lyon.

3.1. Dispositif expérimental.

Le capteur est constitué de n spires concentriques parcourues par un courant sinusoïdal de valeur efficace I. Ce capteur est placé à proximité d'un matériau caractérisé par sa conductivité σ ou sa résistivité ρ ($\sigma = 1/\rho$) et sa perméabilité relative μ_r, toutes deux constantes.

Deux capteurs absolus constitués d'un seul bobinage ont été réalisés. Les caractéristiques de ces capteurs sont présentées dans le tableau 3.1.

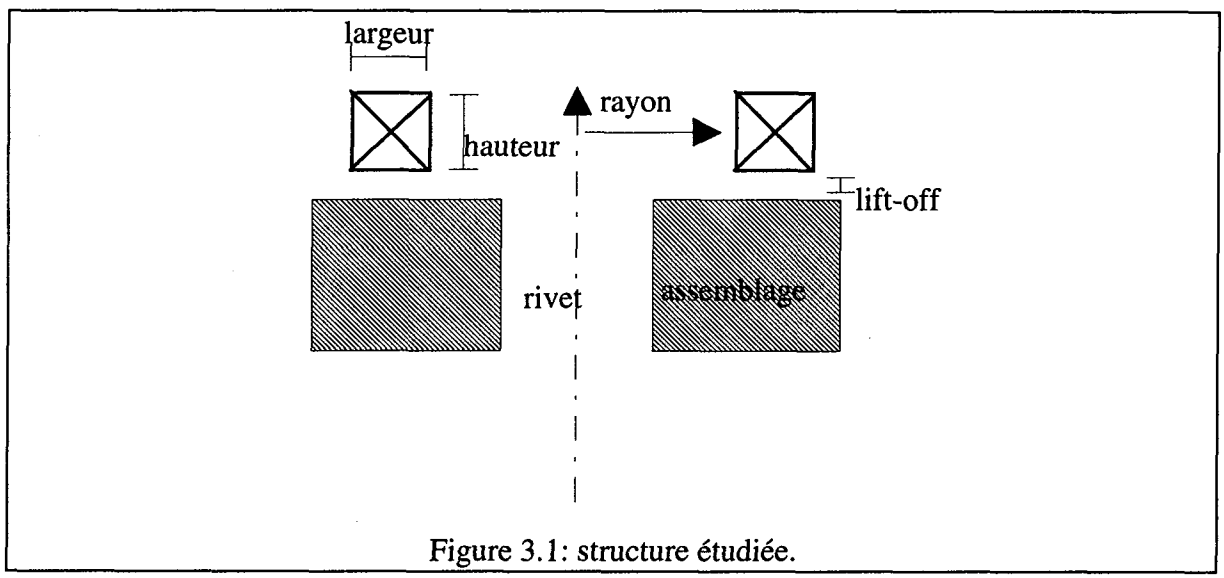


Figure 3.1: structure étudiée.

	capteur 1	capteur 2
rayon intérieur (mm)	6	11
largeur (mm)	3	3
hauteur (mm)	3.6	3.6
lift-off (mm)	0.9	0.9
résistance (Ω)	1.2	1.9
inductance (mH)	0.16	0.32

Tableau 3.1 : caractéristiques des capteurs

Des structures simplifiées ont été réalisées en AU4G1 (conductivité 17 MS/m), sans défaut. L'alésage est laissé vide, les rivets en titane utilisés dans les structures rivetées étudiées ayant une conductivité très faible (0.6MS/m).

Une grandeur caractéristique de la répartition des courants de Foucault dans le matériau est l'impédance équivalente **Z** du capteur. Cette grandeur a pour expression :

$$\mathbf{Z} = R + j\,X$$

où R est la résistance et X la réactance. Ces grandeurs dépendent des propriétés géométriques de la bobine et de la répartition des courants de Foucault dans le matériau. Pour s'affranchir des propriétés propres de la bobine, on utilise le concept d'impédance normalisée.

Les valeurs de la résistance et de la réactance normalisées sont déterminées par l'intermédiaire d'un impédancemètre HP4194 piloté par un ordinateur. Cet appareil alimente la bobine avec un courant d'amplitude constante 10mA et une fréquence variant de 100Hz à 40MHz.

3.2. Résultats

La validation de la modélisation est réalisée par comparaison des impédances normalisées expérimentales et simulées pour les deux capteurs définis précédemment.

La figure 3.2 représente les diagrammes d'impédance normalisée $X_N=f(R_N)$ expérimentaux et simulés, la fréquence du signal d'excitation variant de 100Hz à 10kHz (gamme correspondant aux valeurs utilisées pour la détection de défauts profonds) .

L'allure de ces courbes rappelle les résultats classiques obtenus avec le modèle simple du transformateur.

On constate une très bonne concordance entre la mesure et la simulation numérique, les écarts constatés étant de l'ordre de grandeur de la résolution de l'impédance-mètre. Dans ces conditions, on peut considérer que le modèle est très proche de la réalité.

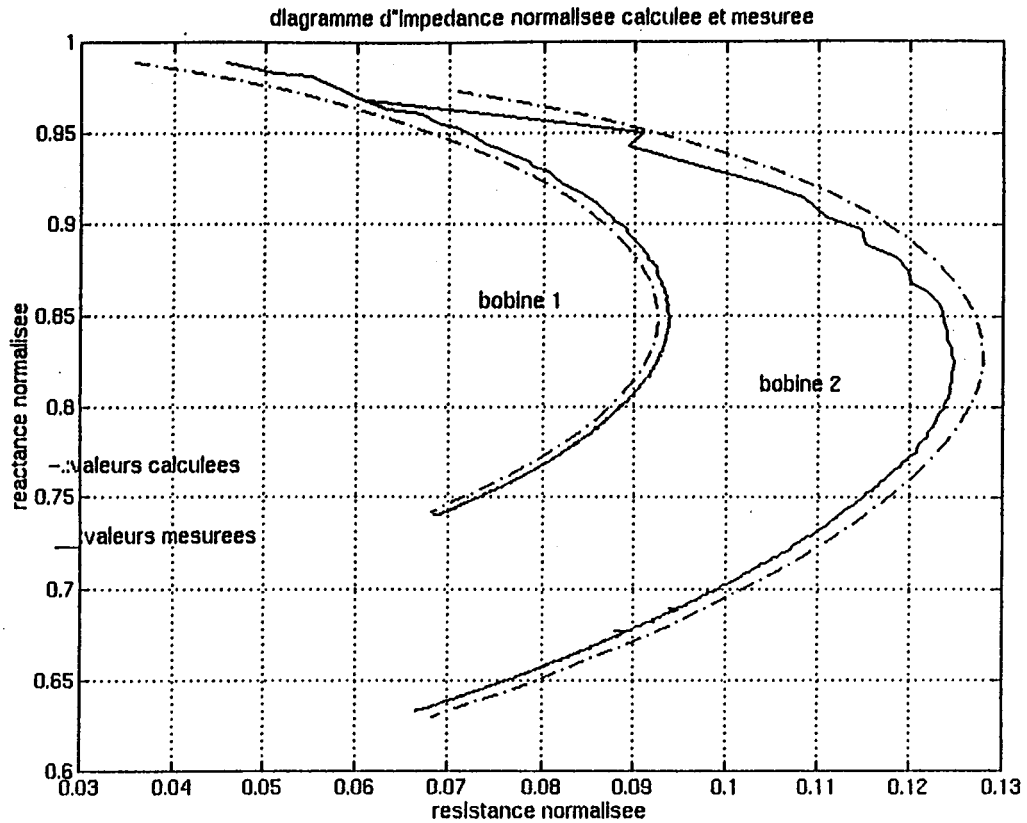


Figure 3.2 :diagramme d'impédance normalisée pour les deux bobines

4. Sensibilité de la réponse du capteur aux variations des paramètres géométriques du capteur.

La simulation numérique, après la validation précédente, s'avère être un outil performant pour la conception et l'optimisation des capteurs. Une étude donnant la sensibilité de l'impédance normalisée du capteur en fonction de ses principaux paramètres géométriques est effectuée afin de déterminer l'incertitude sur la réponse du capteur liée aux tolérances de fabrication de la bobine. Les résultats obtenus permettent de la caractériser.

4.1. Influence du rayon du bobinage

Considérons une dispersion de la valeur du rayon interne du capteur n° 1, centrée autour de la valeur théorique 6 mm. La figure 3.4 donnent les diagrammes d'impédance normalisée obtenus pour un rayon variant de 5.8 à 6.2 mm, les autres paramètres étant constants et égaux à ceux donnés précédemment.

La figure 3.5 donne l'évolution des composantes résistive et réactive de l'impédance normalisée.

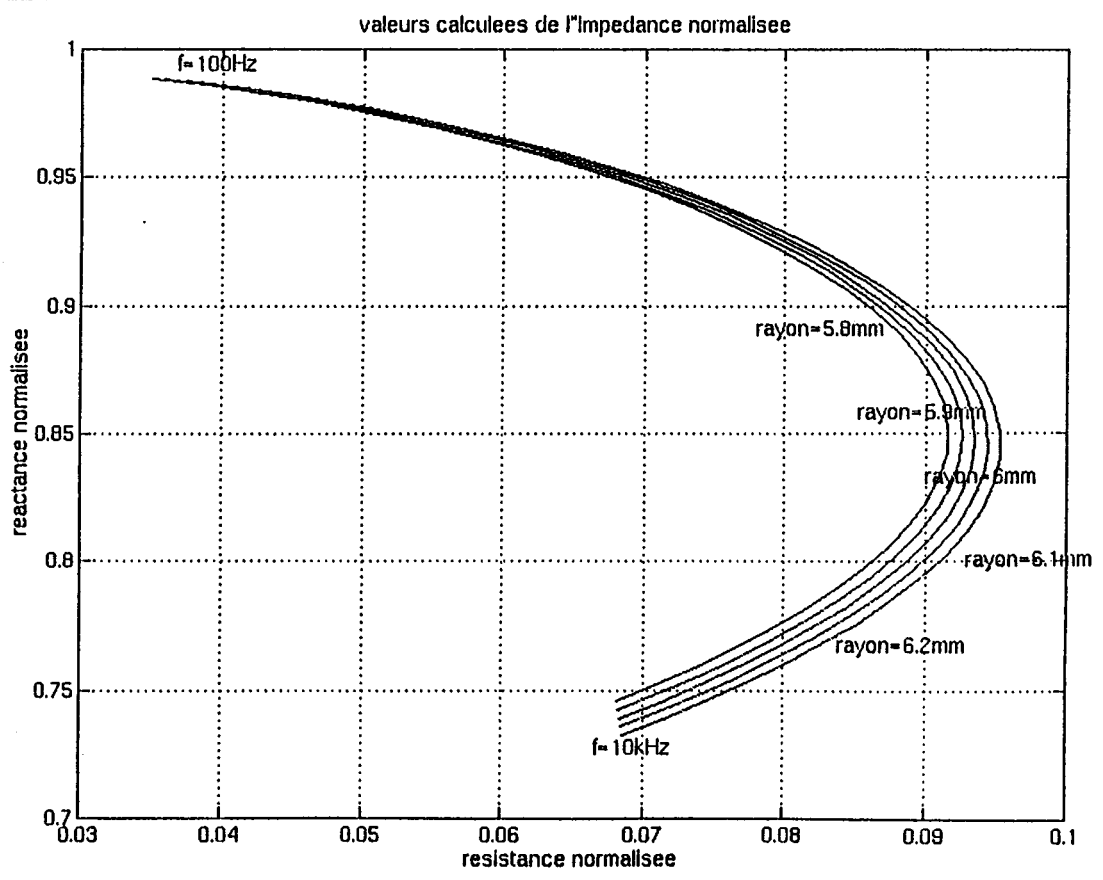


Figure 3.3 : diagramme d'impédance normalisée : influence du rayon du bobinage

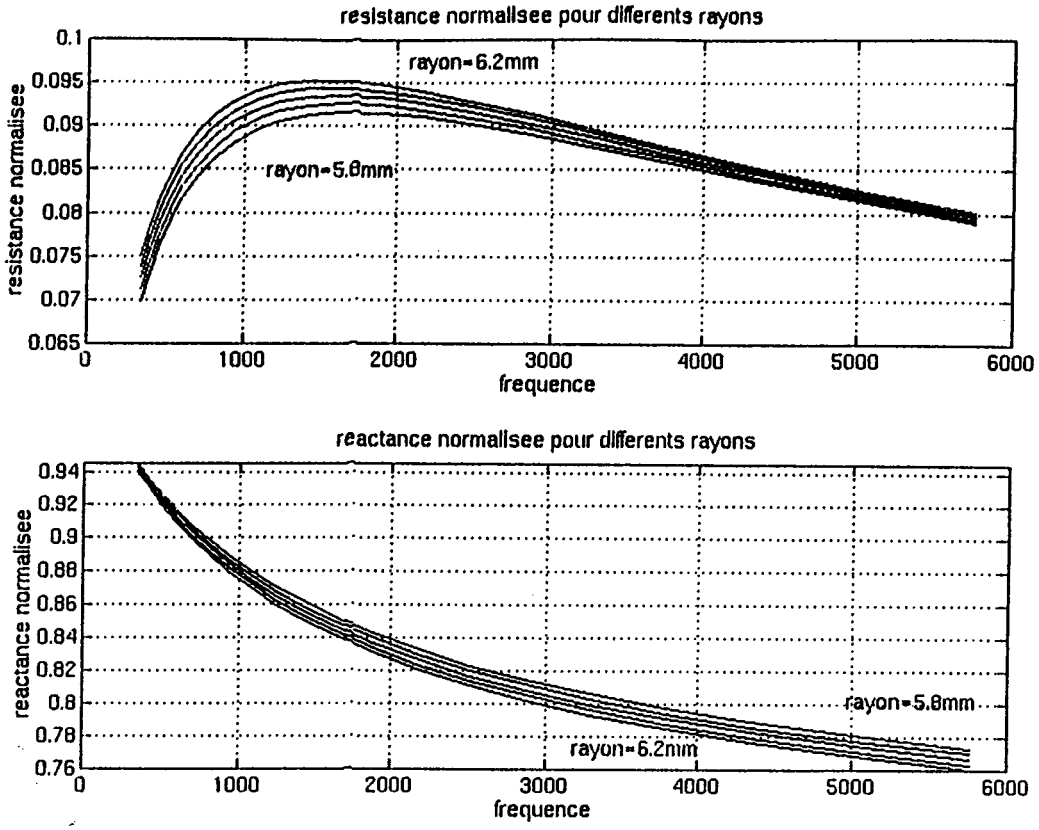


Figure 3.4 : résistance et réactance normalisées pour différentes valeurs du rayon en fonction de la fréquence (Hz)

L' augmentation du rayon interne provoque :

- une augmentation de la valeur maximale de la résistance normalisée,
- une translation vers une fréquence plus basse de ce maximum,
- une diminution de la réactance normalisée.

La variation de la résistance normalisée est deux fois plus importante que celle de la réactance normalisée.

4.2. Influence de la hauteur de la bobine.

Une autre simulation a été réalisée en considérant deux hauteurs (3 et 3.6 mm), les autres paramètres étant ceux du capteur n°1 (nombre de spires également maintenu constant).

La figure 3.6 donne les plans d'impédance normalisée obtenus avec un capteur au contact d'un matériau sans défaut.

L'augmentation de la hauteur du bobinage provoque pour une fréquence donnée une diminution des composantes résistive et réactive normalisées.

On constate là aussi une translation vers une fréquence plus basse du maximum de la

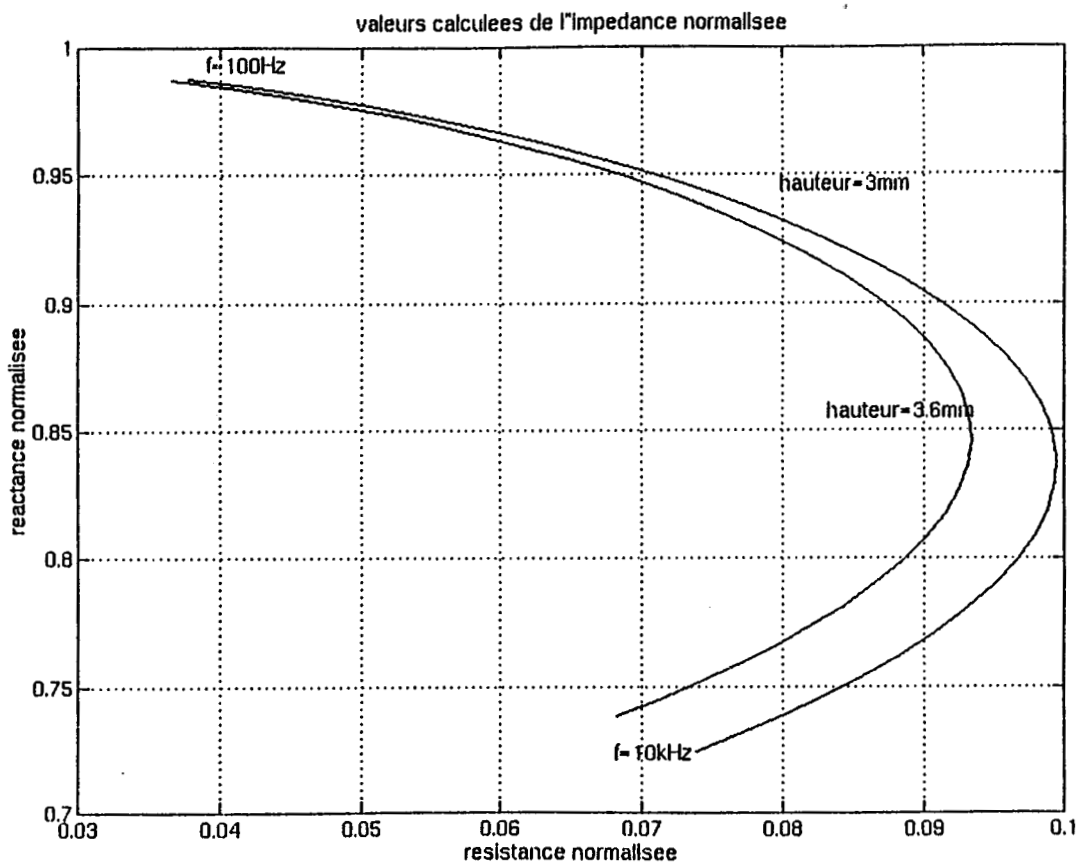


Figure 3.5: diagramme d'impédance normalisée: influence de la hauteur de la bobine

résistance normalisée.

4.3. Influence de la distance capteur-matériau (lift-off)

Trois valeurs de la distance capteur-matériau (0.8, 0.9 et 1mm) ont été prises en compte. Les autres paramètres sont ceux du capteur n°1 présenté en 2.1.

La figure 3.7 représente les différents diagrammes d'impédance normalisée.

Une variation de la distance capteur-matériau se traduit par un effet qui en première approximation est similaire à celui dû aux variations de la hauteur du bobinage. En effet, une augmentation de la distance capteur-matériau entraîne une diminution des composantes résistives et réactives de l'impédance normalisée.

On constate là aussi une translation vers une fréquence plus basse du maximumde la résistance normalisée.

4.4. Conclusions

Pour quantifier les effets de ces trois paramètres géomètriques sur l'impédance

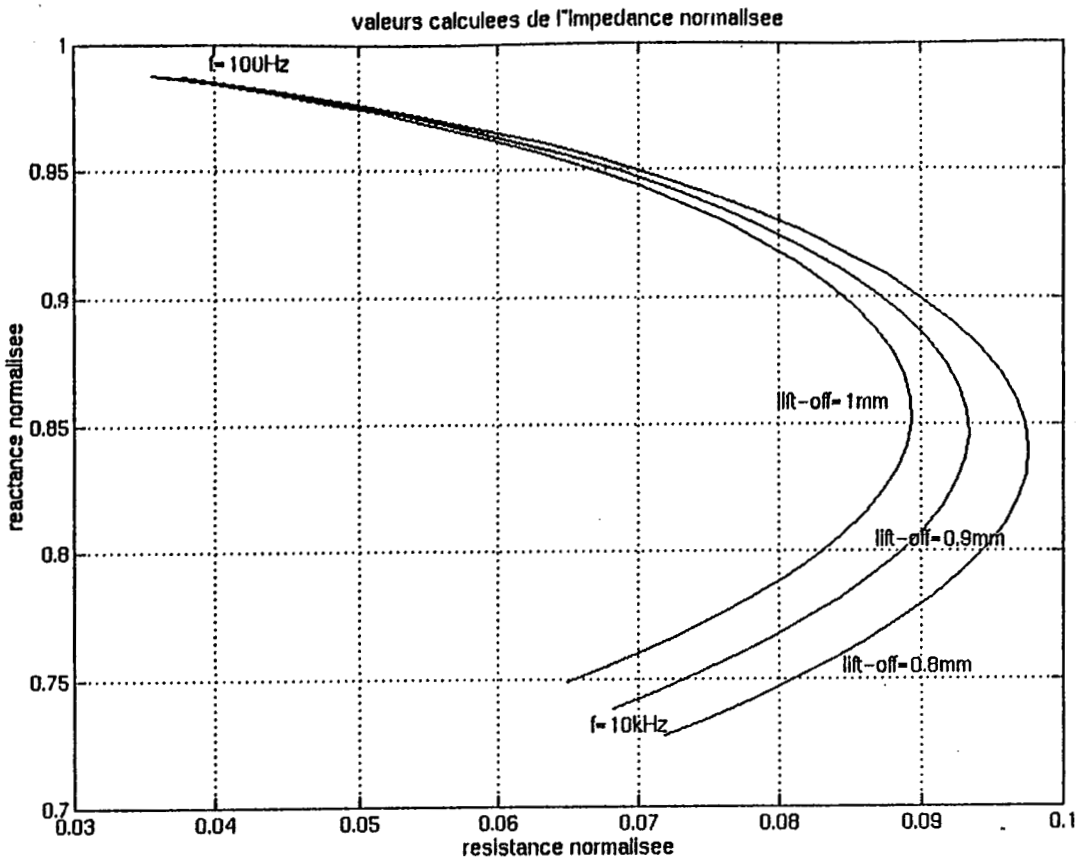


Figure 3.6: diagramme d'impédance normalisée: influence du lift-off

normalisée, on considère successivement une variation de 1% de chaque paramètre. Comme nous l'avons remarqué précédemment, la forme du diagramme d'impédance normalisée reste toujours la même. L'influence des variations des paramètres peut être caractérisée à l'aide de deux grandeurs:

- la variation de la valeur maximale de la résistance normalisée:

$$\Delta R_{Nmax} = R_{Nmax} - R_{Nréférence}$$

- la variation Δf de la fréquence correspondante .

Le tableau 3.2 donne les résultats issus de la simulation numérique.

	variation de R_{Nmax}	variation de $f(R_{Nmax})$
influence de Rint	0.57%	-1.42%
influence de la hauteur	-0.3%	-0.25%
influence du lift-off	-0.32%	-0.2%

Tableau 3.2 : comparaison de l'influence de la variation des paramètres

Les variations de hauteur et de la distance capteur-matériau ont des effets similaires sur la résistance normalisée. Par contre, le rayon du bobinage provoque des variations deux fois plus importantes de ΔR_{Nmax}.

On peut alors classer ces trois paramètres par ordre d'importance vis-à-vis de leurs variations :

1) rayon interne du bobinage

2) hauteur du bobinage et distance capteur-matériau

Cette approche permet de caractériser rapidement des capteurs dont les dimensions ne peuvent pas être connues d'une manière extrèmement précise. Il suffit de déterminer le rayon, la hauteur et la distance capteur-matériau de manière numérique en faisant coïncider les diagrammes d'impédance normalisée expérimental et calculé.

5. Application à la détection des défauts profonds.

L'objectif de cette étude est de détecter des défauts profonds dans des matériaux amagnétiques fortement conducteurs. Les paramètres de cette partie de l'étude sont le rayon interne de la bobine et la fréquence du signal sinusoïdal d'excitation. Afin d'être en accord avec les hypothèses de la modélisation (symétrie de révolution), nous considérons des défauts axisymétriques de section 2mmx2mm et 4mmx4mm situés à 2,4,6 et 8 mm de profondeur dans l'éprouvette en AU4G1, et le long du rivet.

La détection des défauts se fait par détermination de ΔR_N et de ΔX_N où :

* $\Delta R_N = R_N$(sans défaut) - R_N(avec défaut)

* $\Delta X_N = X_N$(sans défaut) - X_N(avec défaut)

5.1. Choix de la bobine

Pour détecter des défauts profonds, il faut que le volume dans lequel sont induits les courants de Foucault soit important. Cela implique l'utilisation de bobines à grand rayon moyen. Dans notre cas, les défauts se situent à 5 mm de l'axe de la bobine. On est donc amené à faire un compromis sur le rayon moyen de la bobine prenant en compte l'éloignement du défaut par rapport au bobinage .

La figure 3.7 représente ΔR_N et ΔX_N en fonction de la fréquence, pour les deux capteurs décrits en 2.1. positionnés sur des éprouvettes présentant les différents défauts. Ces courbes montrent une très bonne concordance des résultats expérimentaux et simulés. On vérifie en outre que ΔR_N et ΔX_N sont d'autant plus grands que la distance défaut-bobinage est faible.

D'autre-part, on constate que la géométrie du capteur influe sur la sensibilité du contrôle. En effet, pour un défaut situé à 2 mm de profondeur, la réponse du capteur 1 (rayon interne 6 mm) est la plus grande. Par contre, pour des défauts à 4 et 6 mm de profondeur, les réponses des deux capteurs sont équivalentes.

La détection d'un défaut situé à une profondeur et à une distance de l'axe de la bobine données peut être optimisée par la détermination numérique du rayon interne de la bobine.

5.2. Choix de la fréquence

Sur les courbes de la figure 3.7, on vérifie que le défaut provoque un signal de déséquilibre dont l'amplitude maximale se situe à une fréquence d'autant plus basse que le défaut est

profond.

On constate que le contrôle par courants de Foucault de défauts dans l'AU4G1 doit être effectué avec une fréquence de quelques centaines de Hertz, ce qui nuit à la sensibilité. En effet, pour ces fréquences, le faible niveau de la densité de courants de Foucault à la surface du matériau ne permettent pas d'avoir suffisamment de courants au niveau des défauts situés à grande profondeur. Les performances du contrôle en profondeur s'en trouvent ainsi limitées.

5.3. Limite de la détection en profondeur.

Afin d'estimer la limite de détectabilité dans l'AU4G1 en régime sinusoïdal, le défaut axisymétrique 4 mm x 4mm a été considéré à des profondeurs de 6 et 8 mm. La bobine n° 2 a été utilisée.

La figure 3.8 représente ΔR_N et ΔX_N en fonction de la fréquence obtenues par simulation numérique et expérimentalement.

On constate à nouveau une très bonne concordance des résultats simulés et expérimentaux bien que ces derniers soient très bruités. A la vue de ces courbes et avec les moyens expérimentaux dont nous disposons, la limite de détection est estimée à 8 mm pour un défaut 4 mm x 4mm axisymétrique. Dans ces conditions, la fréquence de l'excitation est de l'ordre de 200 à 300 Hz selon la composante (résistive ou réactive) étudiée et la profondeur du défaut.

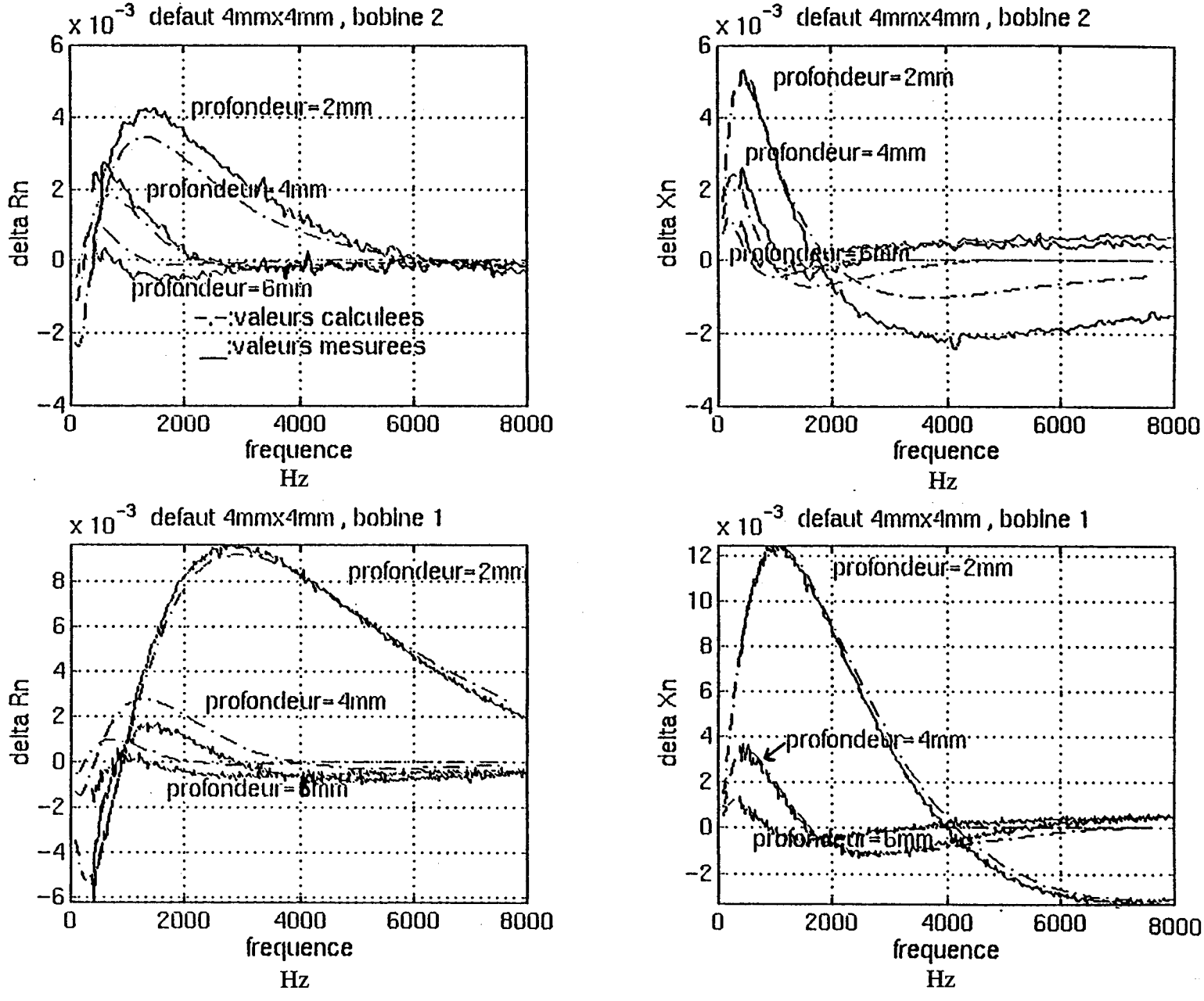


Figure 3.7: comparaison de deux bobines pour des défauts à différentes profondeurs.

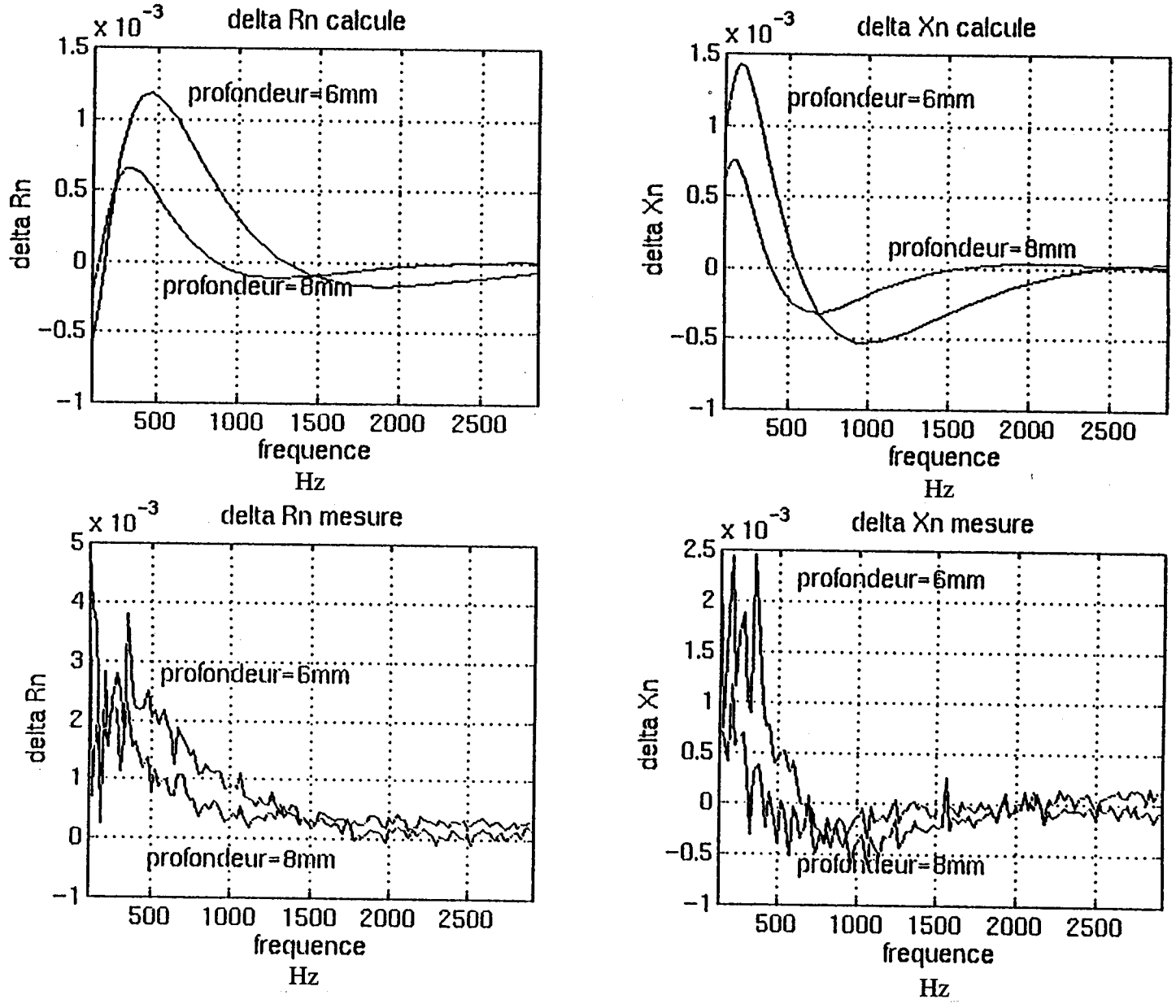


Figure 3.8: influence d'un défaut 4mmx4mm à différentes profondeurs.

6. Conclusions.

Cette étude basée principalement sur la vérification d'une simulation numérique en sinusoïdal permet de quantifier des résultats classiques établis de façon plus ou moins empiriques. Ainsi, cette modélisation axisymétrique utilisable dans de très nombreuses applications pratiques (en particuliers sur des structures rivetées) est un outil précieux pour optimiser les paramètres géométriques du capteur et la fréquence d'essai. Elle permet de caractériser le capteur malgré les incertitudes inhérentes à sa construction et de prévoir la réponse à des défauts. La confrontation systématique avec des résultats expérimentaux nous a permis de valider le logiciel *FISSURE* pour l'étude des courants de Foucault sinusoïdaux.

L'importance des dimensions géométriques de la bobine d'excitation a aussi été mise en évidence. Elle fait apparaître la nécessité la nécessité de les optimiser.

On vérifie qu'une excitation sinusoïdale mono-fréquence s'avère insuffisante pour la détection des défauts situés à une profondeur importante dans des matériaux fortement conducteurs comme l'aluminium. Le niveau de signal de mesure devient en effet trop faible pour être mesuré. Il faudrait alors augmenter l'intensité du courant d'excitation ce qui est incompatible avec les possibilités thermiques de la bobine d'excitation. Dans ces conditions, une excitation multi-fréquentielle voire impulsionnelle est indispensable pour améliorer la sensibilité de détection en profondeur avec un rapport signal sur bruit optimum.

CHAPITRE 4:

CONCEPTION D'UN DISPOSITIF DE DETECTION PAR COURANTS DE FOUCAULT PULSES.

1. Introduction.

Le chapitre précedent à mis en évidence deux point importants: d'une part, la nécessité d'utiliser des courants de Foucault pulsés pour la détection de défauts à grande profondeur, d'autre part, l'importance des dimensions de la bobine sur la mesure. Ce chapitre est consacré à la conception d'un capteur à courants de Foucault devant répondre aux objectifs définis dans le préambule. Cette conception prend en compte tout les éléments intervenant dans le dispositif, de la forme du signal d'excitation à l'élément de mesure en passant par la bobine.

Pour ce type de signal, les notions de valeur efficace (liée à une puissance) et de phase ne sont plus utilisables. Nous proposons d'autres grandeurs permettant de caractériser ces courants et surtout de les comparer. Ces grandeurs sont mises en oeuvre pour décrire la répartition des courants dans les structures faisant l'objet de cette étude. On introduit de nouveaux paramètres permettant d'avoir une première idée de la répartition en volume des courants de Foucault.

A l'aide des outils précédemment définis, on optimise un capteur à courant de Foucault en ne considérant qu'une seule forme de courant d'excitation. L'optimisation se fait par étape (rayon de la bobine, durée de l'impulsion, position des sondes de mesure et grandeur à mesurer).

Enfin, nous nous intéressons au signal d'excitation. Nous proposons une méthode de détermination de l'impulsion à utiliser en fonction du défaut recherché (profondeur, taille), permettant d'avoir un "signal de défaut" aussi grand que possible et de le caractériser.

Chaque étape sera validée expérimentalement à l'aide du dispositif décrit au chapitre 5. On vérifiera donc si les objectifs visés sont atteints.

2. Structure du capteur et grandeurs à optimiser.

Cette partie est consacrée à l'optimisation " à la main " du capteur à courants de Foucault. Cette optimisation ne concerne pas tous les paramètres du dispositif du fait de leur grand nombre. On peut distinguer trois grandes étapes.

Etape 1.

L'étude précédente a montré la nécessité d'utiliser des courants de Foucault pulsés pour la détection des défauts profonds dans des matériaux dont la conductivité est élevée. Compte-

tenu du fait que le spectre des signaux d'excitation doit se situer dans une bande de fréquence [0;5kHz], les mesures s'effectueront avec des capteurs de champ (sondes à effet hall, magnéto-résistances).

La structure du capteur est définie figure 4.1. Les défauts se développent toujours dans le même plan vertical dans l'assemblage étudié. On réalise directement une mesure différentielle en utilisant deux capteurs de champ:

- un capteur au-dessus d'une région sans défaut.
- un capteur à l'aplomb d'une région avec défaut.

On récoltera ainsi une information proportionnelle à la différence d'une composante de l'induction magnétique entre les deux points.

Les paramètre du dispositif de détection sont déterminés à partir du critère:

La réponse d'un défaut est maximale lorsque la densité de courant injectée à la place présumée du défaut est maximum.

Dans un premier temps, on limite le nombre de paramètres à étudier en fixant:

- la hauteur de la bobine.
- son épaisseur.
- la forme de l'impulsion: on utilise une demi-sinusoïde.
- le nombre de spires.

Les grandeurs à déterminer sont donc:

- le rayon interne de la bobine d'excitation.
- la durée de l'impulsion.

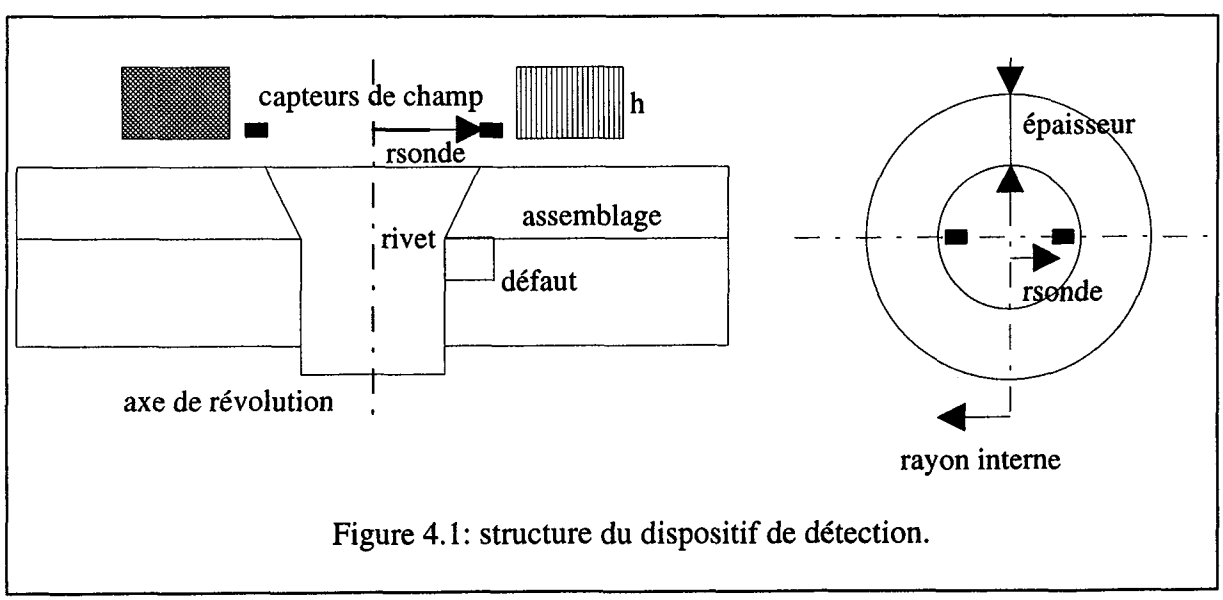


Figure 4.1: structure du dispositif de détection.

- la position des capteurs.

- la composante à mesurer (radiale ou verticale): la mesure sera alors proportionnelle suivant le cas à:

l'induction différentielle verticale: BDV.

l'induction différentielle horizontale: BDH.

Avant toute chose, il faudra donc caractériser les courants de Foucault pulsés:

Que signifie maximiser une densité de courant dans le cas d'excitation pulsée?

Etape2.

Le choix d'une impulsion en forme de demi-sinusoïde était lié à des contraintes matérielles. En faisant abstraction de celles-ci, on cherche dans une seconde phase à optimiser l'excitation en terme de forme, donc de contenu spectral, en utilisant les grandeurs géométriques définies lors de l'étape précédente.

Etape 3.

Jusqu'à présent, la structure étudiée ne prenait pas en compte les contraintes d'environnement rencontrées dans la réalité. En particulier, une dissymétrie de l'assemblage donnait un "bruit de mesure" aussi important que le signal recherché (effet de bord). Une solution est proposée pour atténuer ce bruit.

Au bout de ces trois étapes, on aboutit à un capteur permettant de détecter des défauts à 20mm de profondeur dans de l'aluminium, bien au-delà de ce qu'on fait habituellement..

3. Description et caractérisation des courants de Foucault.

Le caractère non sinusoïdal de l'excitation entraîne, malgré la linéarité des matériaux concernés dans cette étude, l'apparition de signaux n'ayant pas tous la même forme temporelle. En particulier, la forme des courants de Foucault dépend de la profondeur à laquelle on se place (figure 4.2).

Une impulsion étant un signal à énergie finie, nous allons nous intéresser à l'énergie (au sens mathématique du terme) du signal courant de Foucault. Le logiciel ***FISSURE*** permet de calculer:

$$w_{cf} = \int_0^{t\,max} j^2(t)\,dt \qquad (4.1)$$

où w_{cf} est l'énergie du signal CF en un point donné et $t_{95\%}$ la durée durant laquelle $0.95 x w_{cf}$ est dissipée.

w_{cf} est une image de l'énergie dissipée dans les matériaux conducteurs. En effet, la densité volumique d'énergie dissipée par effet joule a pour expression $W = 1/\sigma\ w_{cf}$ où σ est la conductivité du matériau considéré.

La grandeur à l'origine des phénomènes est $n\,i = s\,j_{inj}$ avec:

n le nombre de spires de la bobine d'excitation

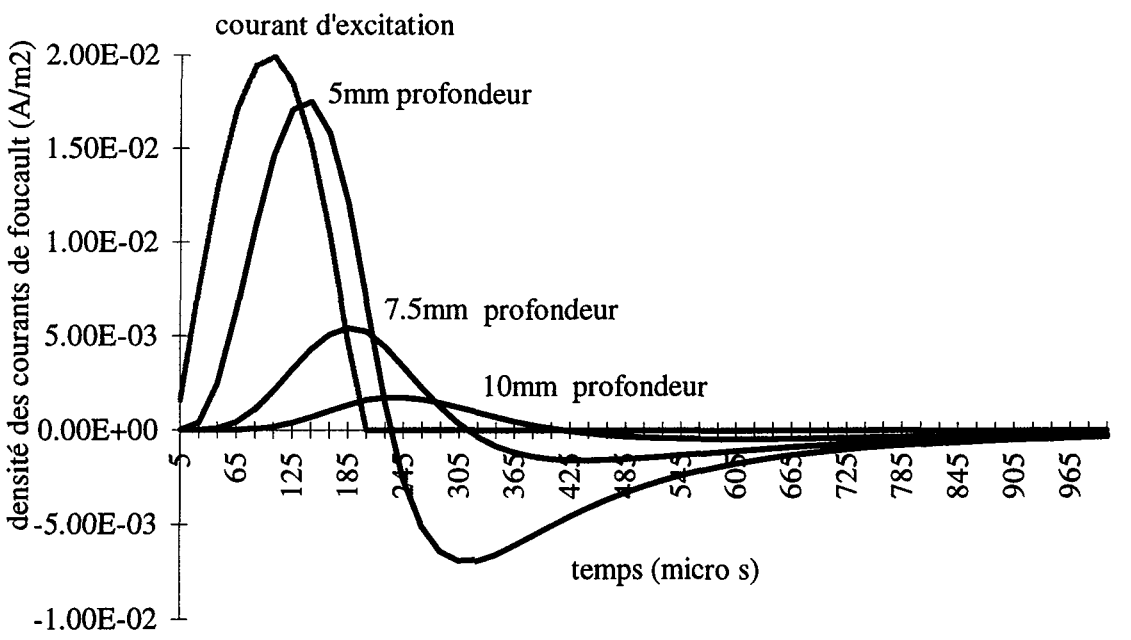


Figure 4.2: densité des courants de Foucault à différentes profondeurs.

i(t) l'intensité du courant injecté

s la section du bobinage

j_{inj} la densité de courant injecté.

Pour comparer les différentes excitations (ensemble bobine et signal), on normalise le signal d'excitation en terme d'énergie. On impose dans toute la suite :

$$W_{exc} = \int_0^{t_{max}} n\, i^2(t)\, dt = \int_0^{t_{max}} s\, j_{inj}^2(t)\, dt = 1 \qquad (4.2)$$

Une équation aux dimensions montrent que W_{exc} et w_{cf} sont liées par le carré d'une surface. Le troisième paramètre à prendre en compte sera donc la section moyenne de la bobine (ou le rayon moyen).

Cette méthode est d'abord utilisée pour décrire la répartition des courants de Foucault dans une plaque d'aluminium semi-infinie excitée par une bobine cylindrique parcourue par un courant impulsionnel de forme demi-sinusoïdale. L'énergie des courants de Foucault a été calculée pour un rayon moyen de la bobine variant de 4.5mm à 16.5mm et une durée d'impulsion normalisée variant de 100µs à 2200µs:

On appelle w_{cfx} l'énergie sur une ligne verticale située à une distance x de l'axe de révolution (figure 4.3). Les résultats ont permis d'identifier la densité par deux équations :

$$w_{cfx} = w_{cfx}(0) \exp(-y/\delta(x)) \qquad (4.3)$$

$$w_{cfx}(0) = w_{cf0max} \exp(-b\,(x - r_{moy})^d) \qquad (4.4)$$

où $w_{cfx}(0)$ est la densité à la surface du métal, b et d des paramètres dépendant de r_{moy} et de

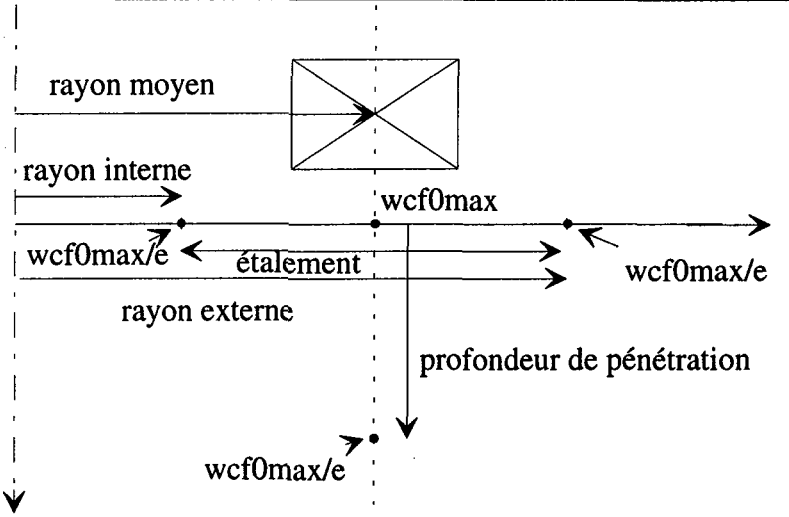


Figure 4.3: définition des paramètres descriptifs.

la durée de l'impulsion.w_{cf0max} représente la densité maximale. w_{cfx} prend cette valeur en x= r_{moy}. Cette identification amène une erreur très faible (sauf au niveau de l'axe) et est donc tout à fait adaptée à la situation étudiée.

La répartition des courants de Foucault peut être caractérisée par 4 paramètres :

-) w_{cf0max} : valeur maximale de la densité (x= r_{moy}, y=0)

-) la profondeur de pénétration δ définie par $w_{cfx}(\delta) = w_{cf0max}/e$ pour x= r_{moy}. Elle permet de définir les variations de w_{cf} en profondeur.

-) le rayon interne et l'étalement définis par $w_{cfx}(y=0)=w_{cf0max}/e$. Les valeurs trouvées sont appelées r_{int} et r_{ext}. On définit alors l'étalement par r_{ext}-r_{int}. Ces grandeurs permettent de définir les variations de w_{cf} en surface.

L'analyse des résultats amène aux constatations suivantes (figure 4.5).

Tout d'abord, w_{cf0max} augmente avec le rayon et diminue avec la durée de l'impulsion. L'augmentation du rayon correspond à un accroissement de l'énergie électromagnétique mise en jeu par augmentation de l'inductance de la bobine (on travaille à courant imposé). Par contre, une impulsion de longue durée a un spectre moins riche en fréquences élévées. Les courants en surface seront donc plus faibles.

Ensuite, l'étalement et la profondeur de pénétration augmentent avec r_{moyen} et/ou T_p. Ce résultat est à rapprocher avec l'augmentation de la profondeur de pénétration standard lorsque le rayon de la bobine augmente et que la fréquence d'excitation diminue.

Pour optimiser la valeur de l'énergie injectée en un point donné, il est intéressant de tracer les lignes iso-valeurs w_{cf}. La figure 4.4 représente ces lignes pour une bobine de rayon moyen 12.5mm en fonction de la durée de l'impulsion. La durée de l'impulsion varie de 100 à 2200µs. w_{cf0max} est minimum pour 2200µs. On prendra cette valeur d'énergie pour référence. La série n°1 de courbes de la figure 4.4. représente les lignes iso-valeurs $w_{cf}=w_{cf0max}$(2200µs). L'analyse de ces courbes permet de dire que, par exemple, à une distance de 10mm de l'axe, il faut une impulsion de durée 200µs pour avoir le maximum d'énergie à une profondeur de 2.7mm. Pour une impulsion de durée plus importante w_{cf0max} est plus forte mais la décroissance est plus rapide. Pour une impulsion de durée plus courte, la décroissance est plus lente, mais w_{cf0max} est plus faible.

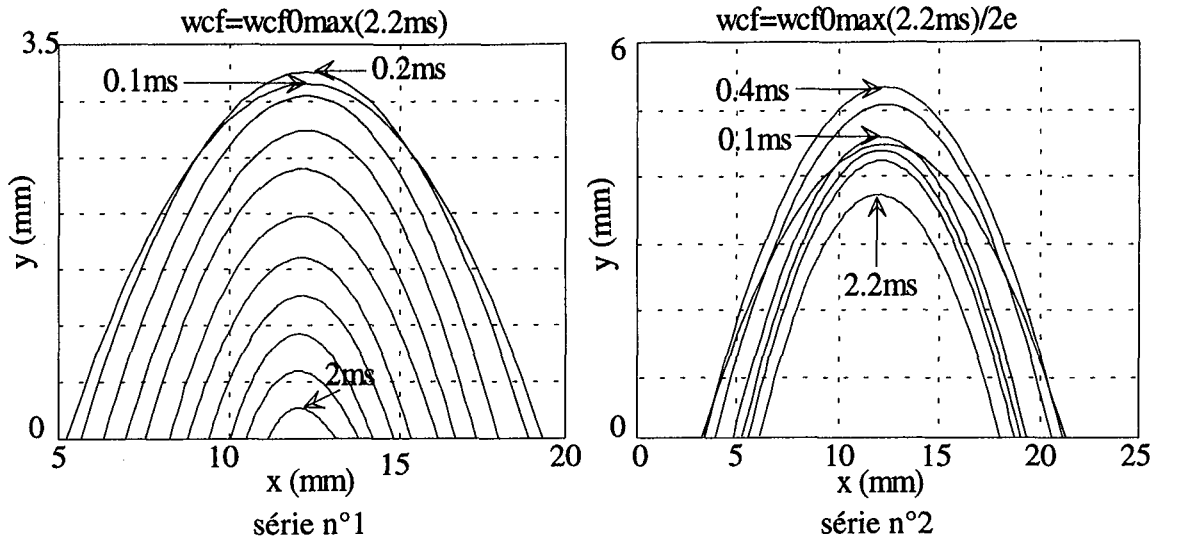


Figure 4.4: lignes iso-valeurs de densité d'énergie

La série n°2 de courbes de la figure 4.4. représente les lignes iso-valeurs $w_{cf}=w_{cf0max}(2200\mu s)/2e$. On constate qu'il faut cette fois ci une impulsion de 400µs pour avoir un maximum d'énergie à 10mm de l'axe et à 5 mm de profondeur.

D'un point de vue général, les effets antagonistes de la durée de l'impulsion sur les variations en volume de l'énergie et sur son niveau font qu'il existe pour chaque point de ce volume une durée optimale d'impulsion permettant d'avoir un maximum d'énergie. De même, pour chaque point du volume, il existe un rayon de bobine optimal. Pour la géométrie étudiée où les défauts se trouvent le long du rivet, un accroissement du rayon se traduit par une augmentation de l'énergie totale injectée et aussi par un éloignement des spires du défaut.

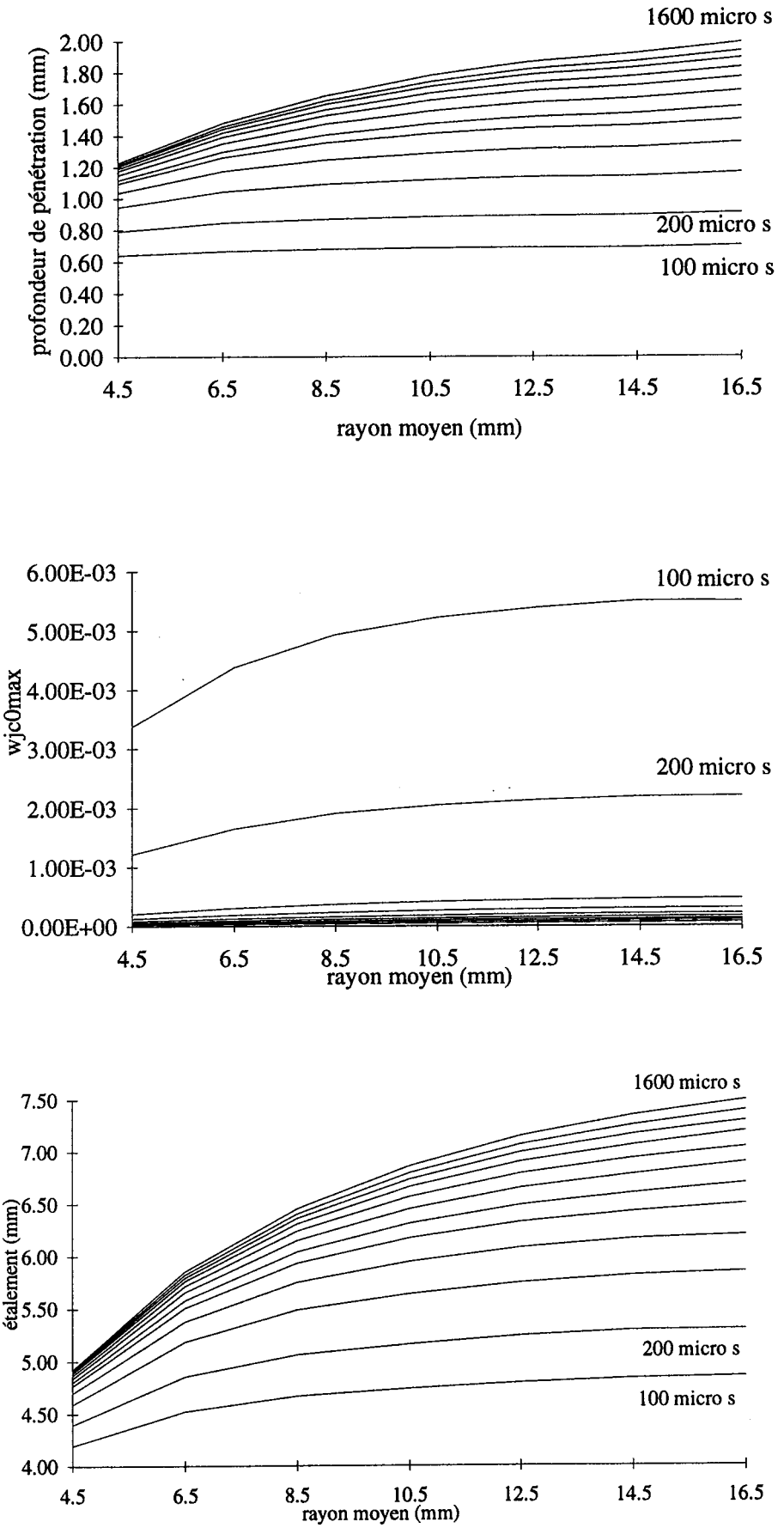


Figure 4.5: paramètres de pénétration en fonction du rayon de la bobine et pour différentes durées d'impulsion.

4. Détermination du dispositif de mesure.

4.1. Rayon de la bobine et durée optimale de l'impulsion.

Cette méthode est ensuite appliquée au contrôle des assemblages rivetés objet de l'étude (figure 4.1). Les figures 4.6. et 4.7. représentent l'énergie injectée à des profondeurs de 5mm et de 10mm à 5mm de l'axe (le long du rivet) en fonction de différents diamètres de bobine et

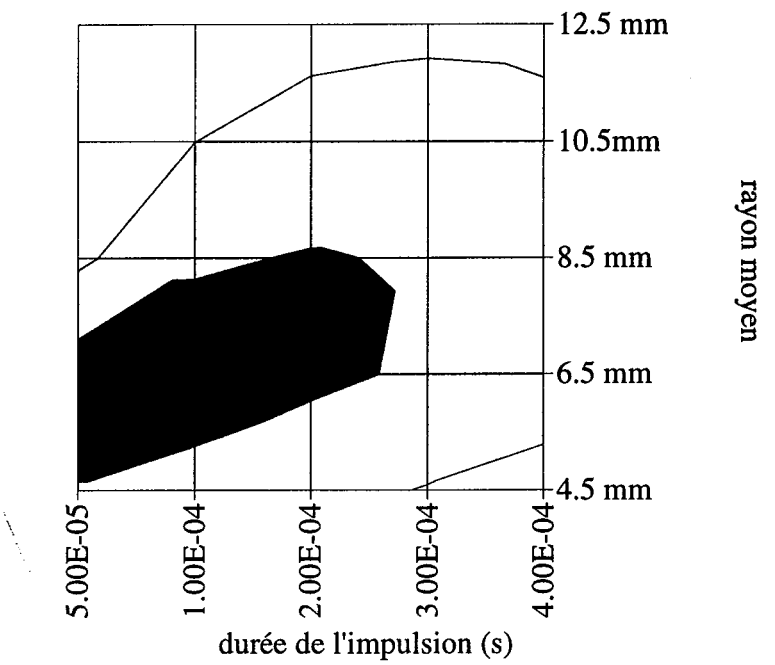


Figure 4.6: énergie à 5 mm de profondeur.

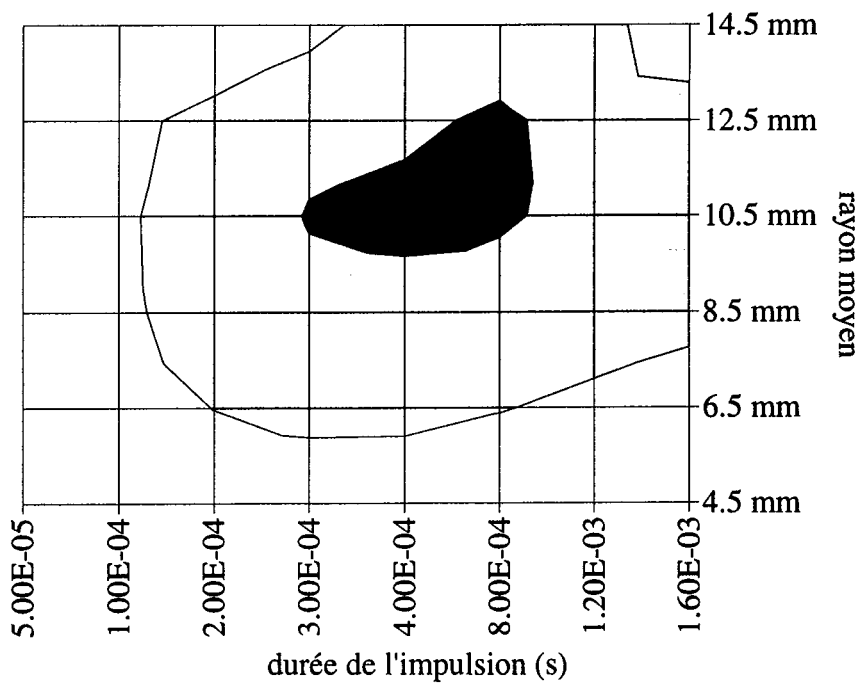


Figure 4.7: énergie à 10 mm de profondeur

de durée d'impulsion. Elle met en évidence que pour injecter un maximum d'énergie, il faut utiliser une bobine de rayon moyen 7mm et une impulsion de durée 0.2ms à 5mm de profondeur et une bobine de rayon moyen 11mm et une impulsion de durée 0.6ms à 10mm de profondeur. Dans ces conditions, on émet l'hypothèse que la réponse d'un défaut situé à cet endroit sera maximale.

Compte tenu des objectifs fixés (recherche de défauts en profondeur), les déterminations qui suivent ont été effectuées avec une bobine de rayon 11mm.

4.2. Position des capteurs et du choix de la composante.

On souhaite faire une mesure différentielle à l'aide de deux capteurs de champ placés symétriquement par rapport à l'axe du bobinage. Il faut que les deux sondes soient suffisamment écartées pour qu'elles ne subissent pas simultanément les effets d'un éventuel défaut. Cette remarque élimine la mesure de l'induction sur l'axe du bobinage. La figure 4.9. représente les réponses obtenues pour une impulsion de 0.1ms pour différents points de mesure. Le défaut à une taille de 1mmx1mm et est à 5mm de profondeur. On constate que:

-) plus on s'éloigne de l'axe, plus l'induction différentielle verticale est petite.

-) il existe un point de mesure optimum permettant d'avoir des variations maximales pour l'induction différentielle horizontale.

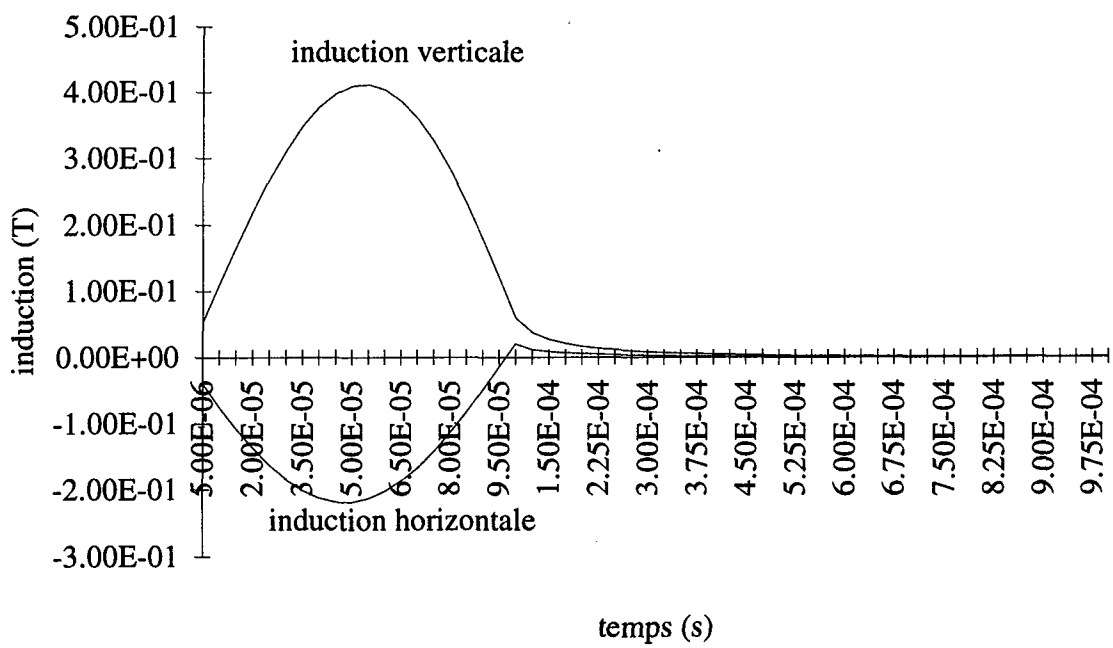


Figure 4.8: inductions verticale et horizontale au point 5.1mm.

De plus, le niveau de l'induction absolue est plus petit pour la composante horizontale que pour la composante verticale (figure 4.8.).

On a donc:

$$\left(\frac{\text{signal de défaut}}{\text{signal absolu}}\right)_{\text{horizontal}} > \left(\frac{\text{signal de défaut}}{\text{signal absolu}}\right)_{\text{vertical}}$$

On a donc tout intérêt à effectuer le contrôle avec une mesure de l'induction différentielle horizontale, les capteurs de champ pouvant alors être utilisés de manière plus performante.

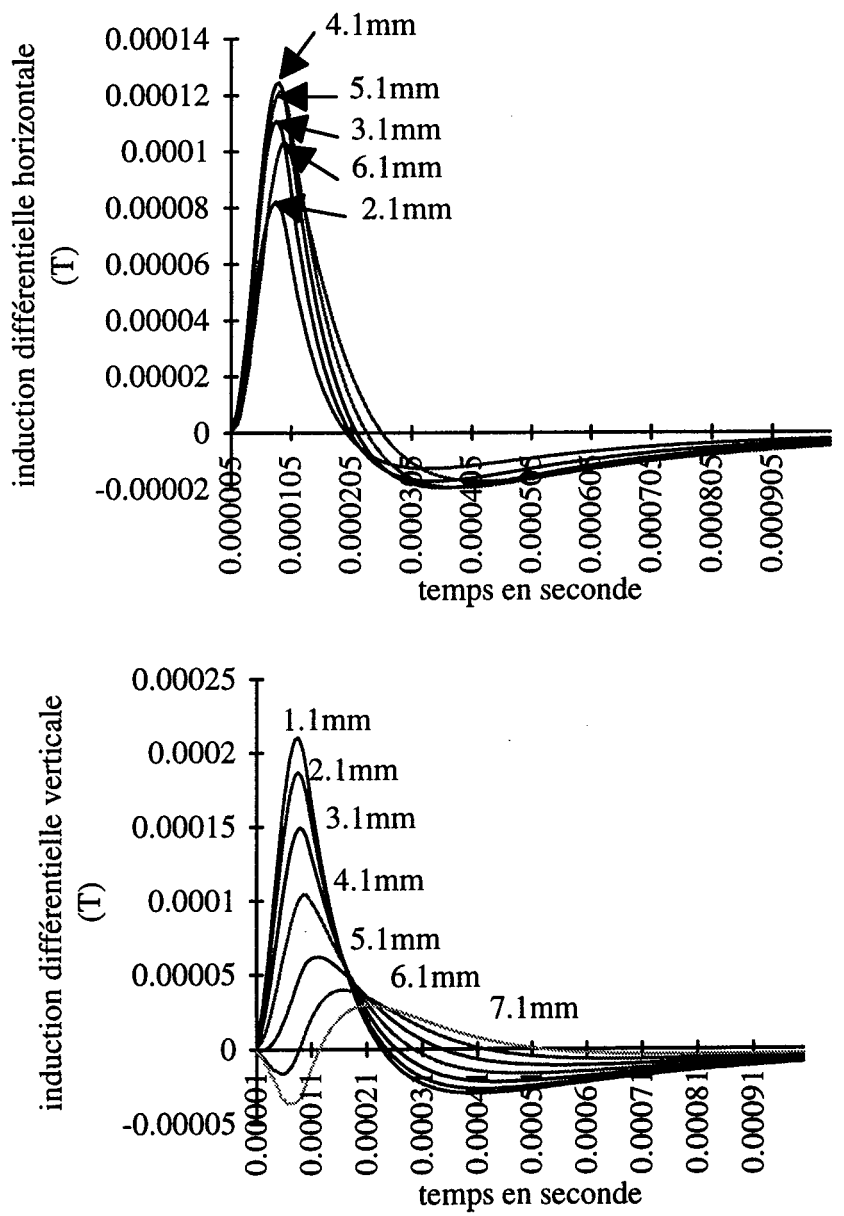


Figure 4.9: induction différentielle verticale et horizontale pour un défaut à 5mm

4.3. Vérification expérimentale.

Pour des raisons pratiques, un capteur avec des sondes de mesures de champ horizontal n'a pu être réalisé. Les mesures ont été effectuées à l'aide du capteur décrit dans le chapitre 6.

On étudiera l'influence d'un défaut de 5mmx5mm à 5, 10, 15 mm de profondeur et celle d'un défaut 1mmx1mm à 5mm et 10mm de profondeur pour différentes durées d'impulsion demi-sinusoïdale.

4.3.1. Défaut 5mmx5mm.

La figure 4.10. représente l'induction différentielle verticale obtenue avec diverses durées d'impulsion demi-sinusoïdale d'amplitude 1A pour un défaut 5x5 se trouvant à 5mm de profondeur.

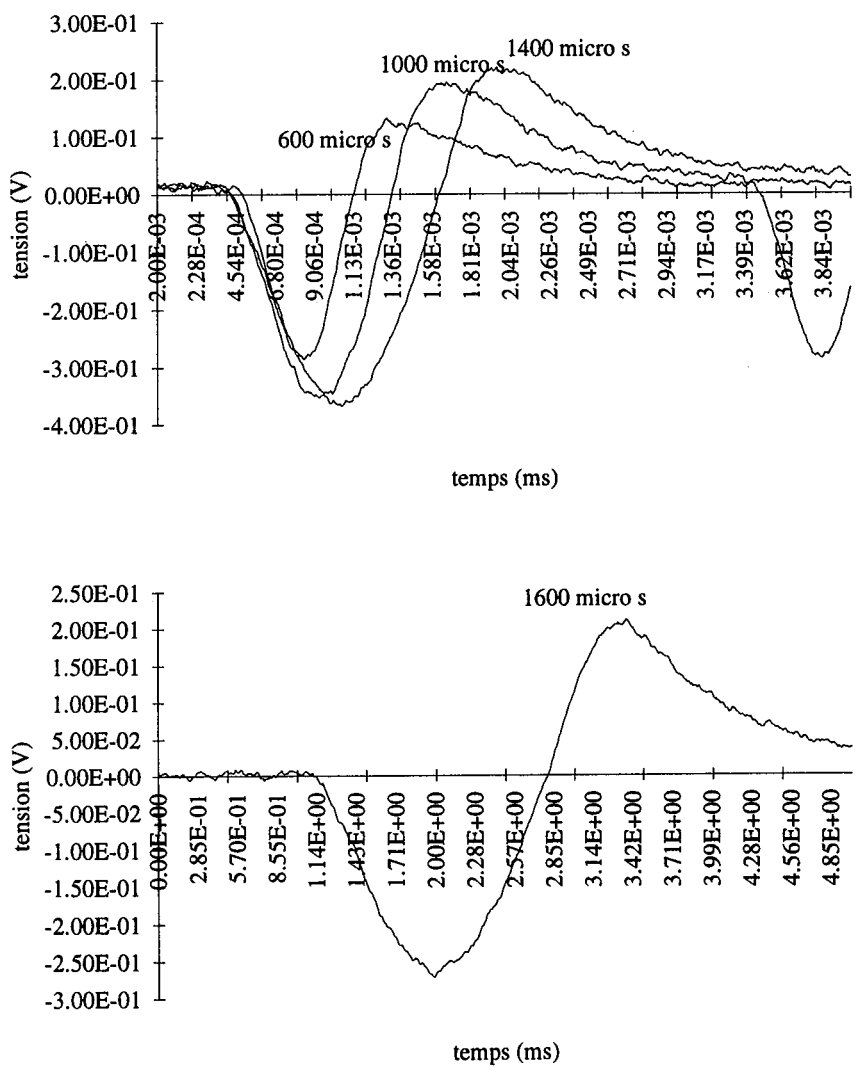


Figure 4.10: induction différentielle verticale pour un défaut 5mmx5mm à **5mm** de profondeur.

Le gain de la chaîne est de 200. La tension "de défaut" délivrée par la sonde à effet Hall est donc de l'ordre de 2 mV. Cela correspond à un ΔB_V de l'ordre de 100 µT. Ces ordres de grandeurs sont tout à fait compatibles avec les résultats fournis par la simulation compte-tenu des incertitudes de mesure et celles liées à la connaissance des propriétés physiques des matériaux utilisés et des dimensions de la bobine (voir chapitre 2).

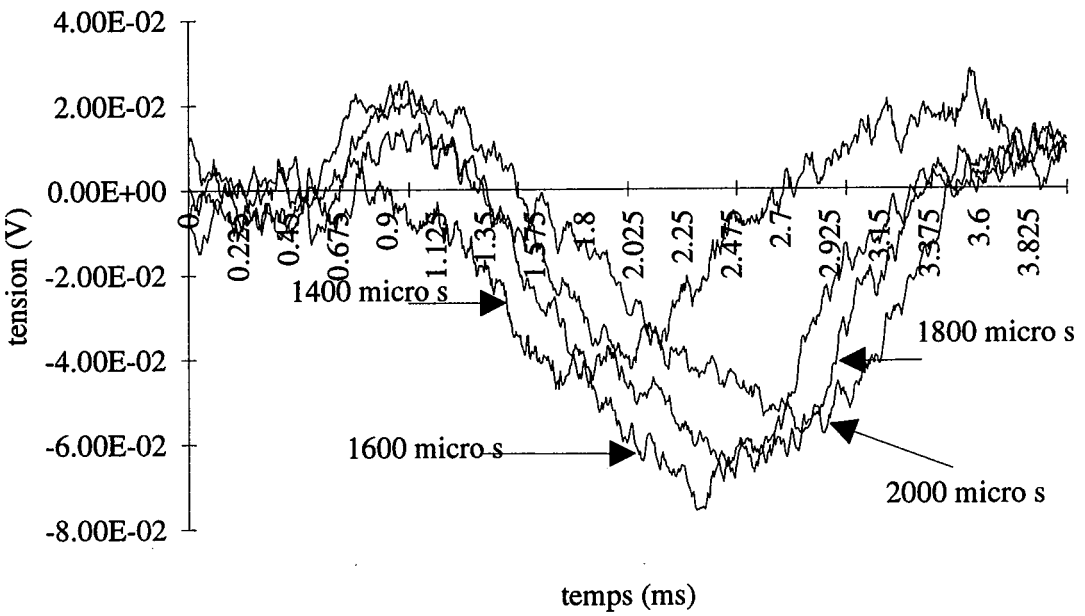


Figure 4.11: induction différentielle verticale pour un défaut 5mmx5mm à **10 mm** de profondeur.

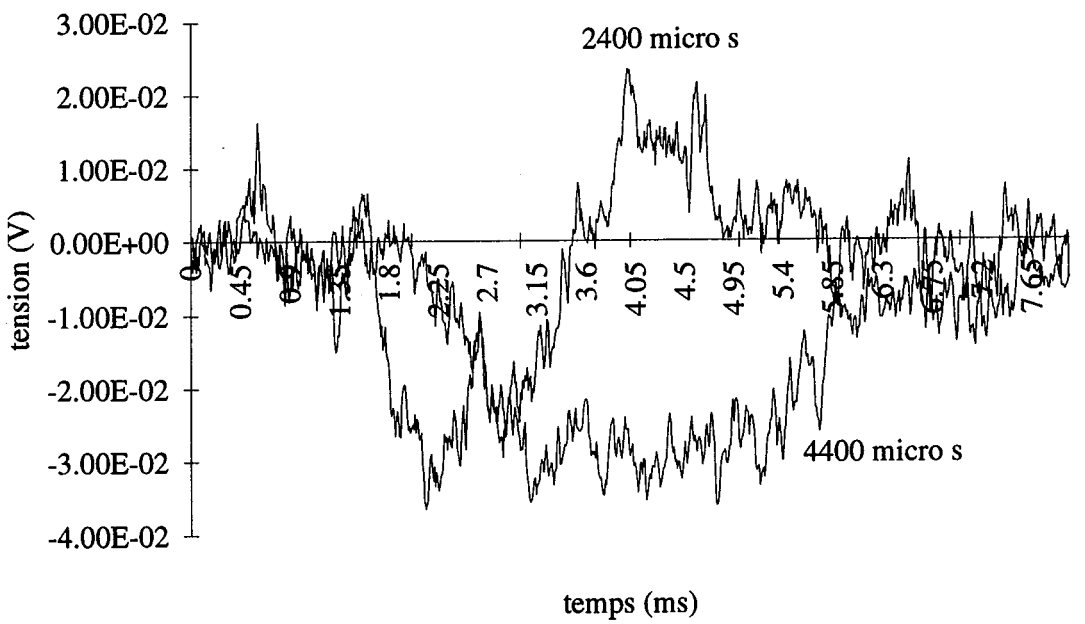


Figure 4.12: induction différentielle verticale pour un défaut 5mmx5mm à **15 mm** de profondeur.

L'analyse des courbes montre qu'une impulsion d'une durée de l'ordre de 1400 µs permet d'avoir une réponse d'amplitude maximale.

De même, la figure 4.11. donne les inductions différentielles verticales pour le défaut 5x5 à 10 mm de profondeur. Le niveau est de l'ordre de 0.3 mV ce qui correspond à un ΔB_V de 15µT. La durée optimale de l'impulsion est de l'ordre de 1600 µs. On retrouve bien qu'il faut utiliser une impulsion de durée plus longue pour détecter efficacement un défaut plus profond.

La figure 4.12 donne BDV pour le défaut à 15mm de profondeur. Le très faible niveau du signal rend très difficile la détermination d'une durée d'impulsion optimale avec cette méthode de mesure. On peut considérer que c'est la limite de détection en profondeur pour ce défaut et ce dispositif.

4.3.2. Défaut 1mmx1mm.

La figure 4.13. donne BDV pour un défaut 1x1 à 5mm de profondeur. Le niveau de signal est du même ordre de grandeur que celui donné par un défaut 5x5 à 10mm de profondeur. La durée optimale de l'impulsion est de l'ordre de 1200 µs. Cette valeur est plus faible que celle obtenue avec le défaut 5x5 à 5mm de profondeur. Ce résultat est à relier à celui qu'on obtiendra dans la suite: la profondeur d'un défaut doit-elle définie par la hauteur du ligament ou la profondeur du centre de gravité du défaut? Le centre de gravité du défaut 1x1 est à une

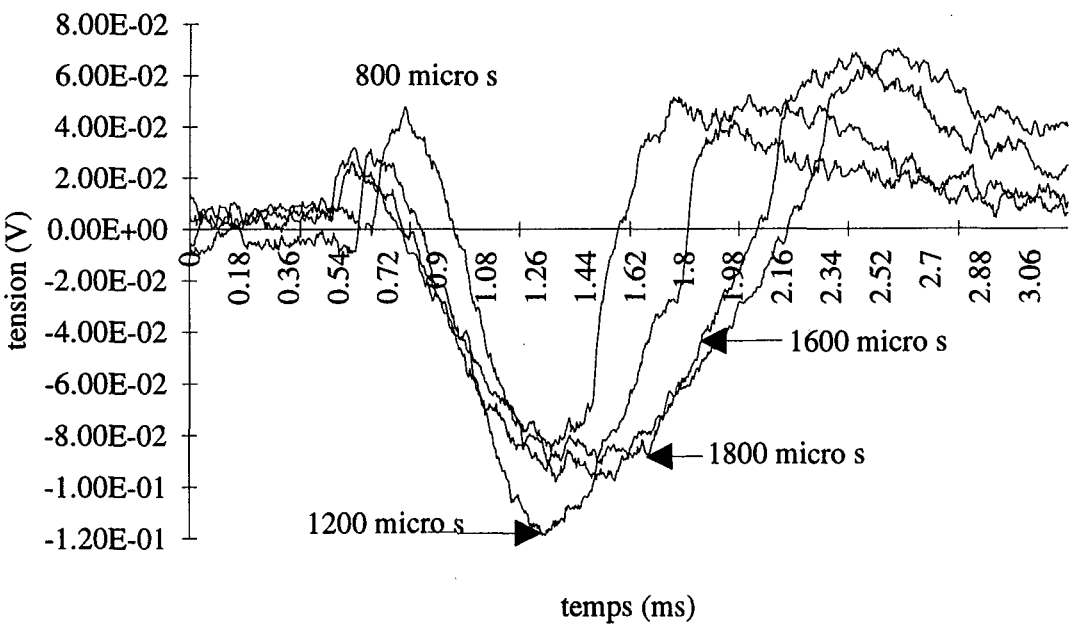


Figure 4.13: induction différentielle verticale pour un défaut 1mmx1mm à **5mm** de profondeur.

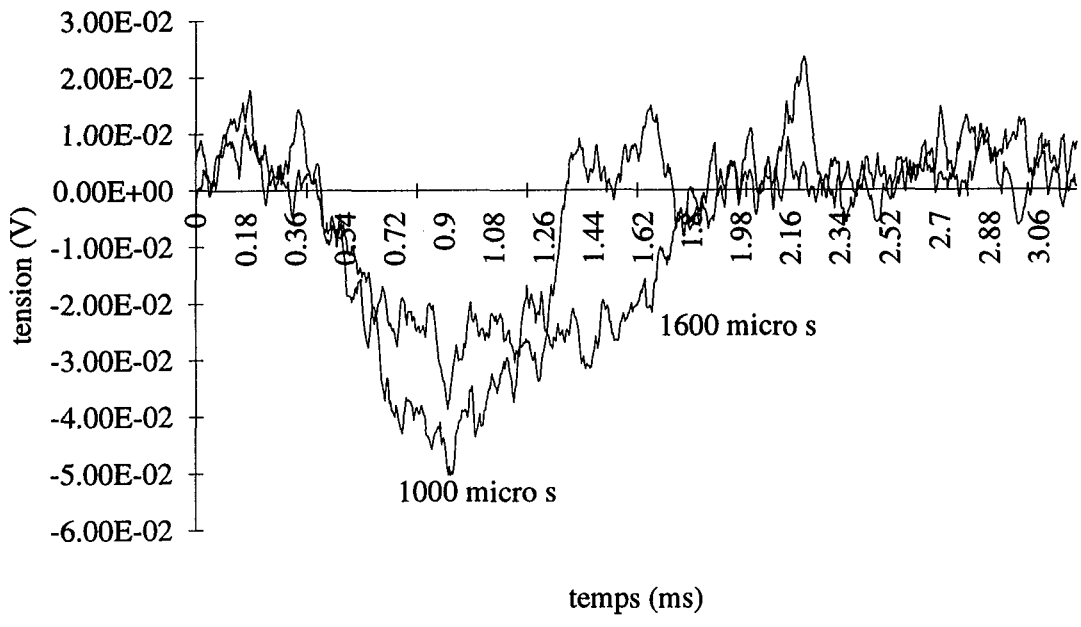


Figure 4.14: induction différentielle verticale pour un défaut 1mmx1mm à **10mm** de profondeur.

profondeur de 5.5mm, celui du défaut 5x5 est à 7.5mm. Le défaut 1x1 étant "moins profond" que le défaut 5x5, on peut utiliser une impulsion de durée plus courte.

La figure 4.14. donne BDV pour un défaut 1x1 à 10mm de profondeur.Comme précédemment, les niveaux sont tels qu'on peut considérer que 10mm est la limite de détection d'un défaut 1x1 avec notre dispositif.

4.4. Conclusions.

La mise en oeuvre des outils décrits dans ce chapitre a permis de détecter des défauts dans de l'aluminium:

- de taille 5mmx5mm à 15mm de profondeur.
- de taille 1mmx1mm à 10mm de profondeur.

ceci sans faire appel à des outils de traitement du signal. La détection des défauts profonds est très délicate et il est certain que l'introduction de telles méthodes ne peuvent que conforter et faciliter cette détection et probablement repousser les limites de détection en profondeur et en taille. Nous rappelons que l'objectif de ce travail est d'obtenir avant tout traitement un signal de défaut aussi grand que possible. On peut dire que cet objectif est déjà en partie atteint puisque nous avons repoussé les limites actuelles de détection dans ce type de matériaux.

L'étape suivante est l'optimisation du signal d'excitation.

5. Influence de la forme de l'impulsion.

5.1. Comparaison de différentes impulsions.

Une première étape dans la détermination du signal optimal à consister simplement à comparer différentes formes d'impulsions. En utilisant les notions introduites précédemment, on normalise en énergie les signaux d'excitation de manière à avoir la même dissipation dans

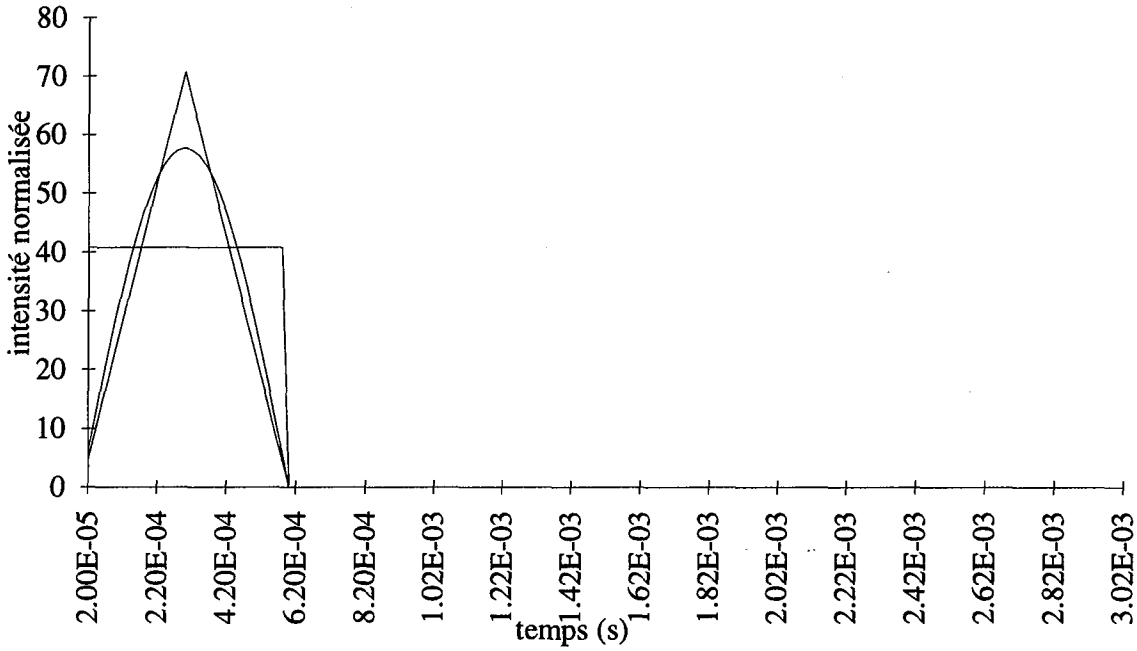


Figure 4.15: trois signaux d'excitation normalisés.

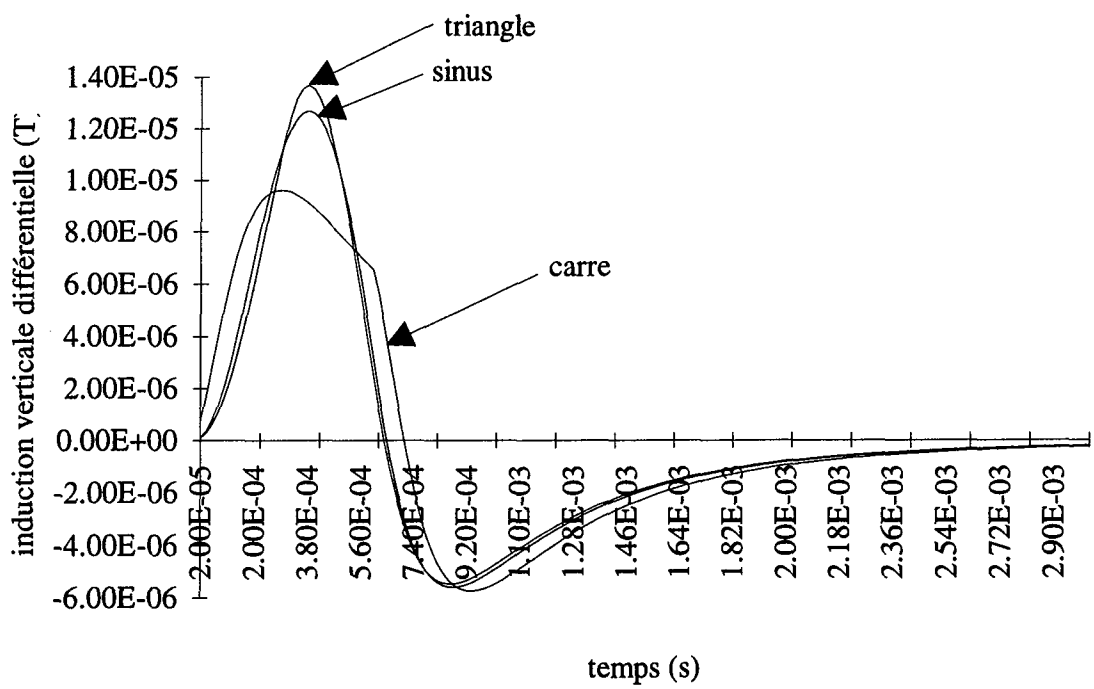


Figure 4.16: BDV pour un défaut 5mmx5mm à 5mm de profondeur.

le bobinage inducteur. On considère un signal triangulaire, un signal demi-sinusoïdal et un signal rectangulaire (figure 4.15). Les différentes réponses pour un défaut 1mmx1mm à 5mm de profondeur sont représentées figure 4.16. On constate que l'impulsion triangulaire est la plus efficace compte-tenu du critère retenu.

Ceci est confirmé expérimentalement. Le figure 4.17 représente les réponses obtenues pour une structure et des signaux d'excitation identiques à ceux utilisés pour la simulation.

5.2. Conclusions.

La forme du signal a donc une certaine importance pour le niveau de la réponse. Il est donc important de trouver "la bonne forme". Les matériaux pris en compte dans cette étude ayant tous des propriétés linéaires, la détermination de la forme de l'impulsion se fera par l'intermédiaire d'une étude fréquentielle. La construction du signal s'effectuera par superposition des harmoniques "efficaces". Le niveau de l'excitation sera défini par rapport aux possibilités de dissipation thermique de la bobine.

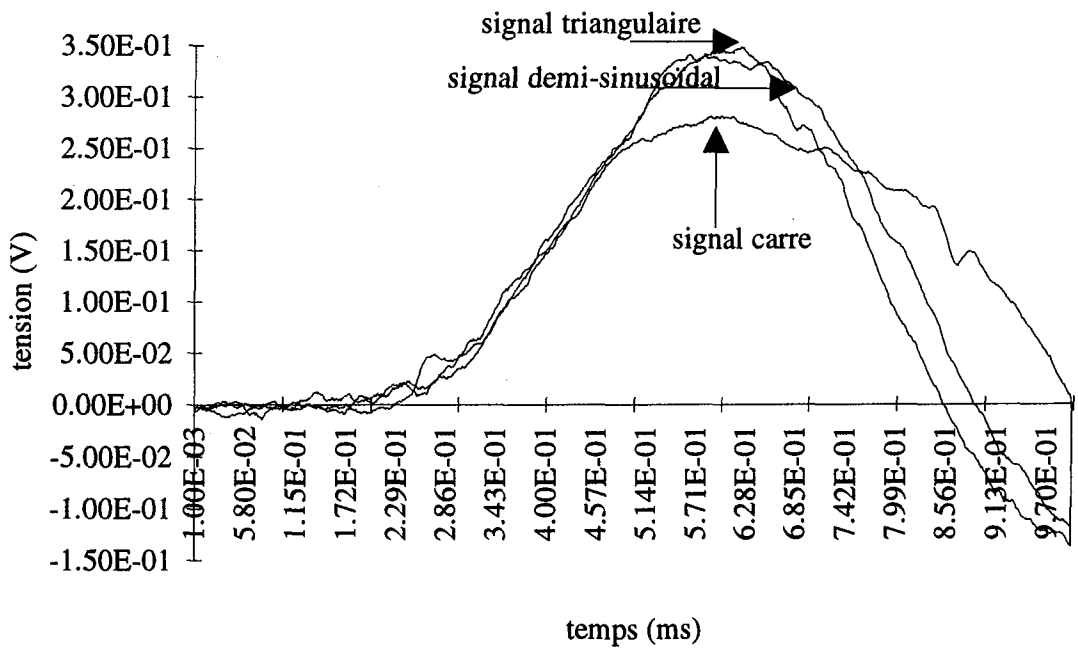


Figure 4.17: BDV expérimentaux pour un défaut 5mmx5mm à 5mm de profondeur.

5.3. Contrôle multi-fréquentiel.

5.3.1. Présentation.

La caractérisation des défauts doit permettre de déterminer :

-) la profondeur.

-) la taille du défaut (largeur, hauteur, éventuellement épaisseur).

Il faut donc disposer d'un nombre de paramètres de mesure au moins égal au nombre de valeurs recherchées.

Dans les structures rivetées, les défauts sont localisés le long du rivet et se trouvent à une profondeur dont les limites sont parfaitement connues. La réponse d'un défaut se trouvant à une profondeur donnée est maximale pour une fréquence particulière du signal d'excitation. Si on utilise une excitation sinusoïdale, on dispose de deux informations, la phase et l'amplitude. On ne pourra donc pas caractériser complètement le défaut par manque d'information.

Si on injecte un signal défini par un spectre dont on connaît :

-) les valeurs extrêmes de la fréquence f_{min} et f_{max},

-) le pas Δf entre les raies constant sur tout le spectre,

-) l'amplitude des raies prise constante sur tout le spectre,

on dispose alors d'un potentiel de $2x\left(1+\frac{f_{max}-f_{min}}{\Delta f}\right)$ informations. Dans ces conditions, on doit pouvoir déterminer la position et les dimensions du défaut.

5.3.2. Application aux assemblages rivetés.

5.3.2.1. Nature de l'excitation.

Pour la structure étudiée (figure 4.18), les défauts les moins profonds se trouvent à une profondeur de 5mm. La fréquence optimale de détection pour un matériau de conductivité 17MS/m est de 950 Hz. La bobine d'excitation sera donc alimentée par un courant dont le spectre se compose de 128 fréquences allant de 10 à 1280 Hz par pas de 10 Hz. La simulation permet de calculer l'induction différentielle verticale au point (10mm, 0.5mm) représentant la position actuelle des capteurs de champ. L'analyse spectrale de l'induction différentielle verticale (en amplitude et en phase) est effectuée, et on étudie l'influence sur le spectre de :

-) la longueur l

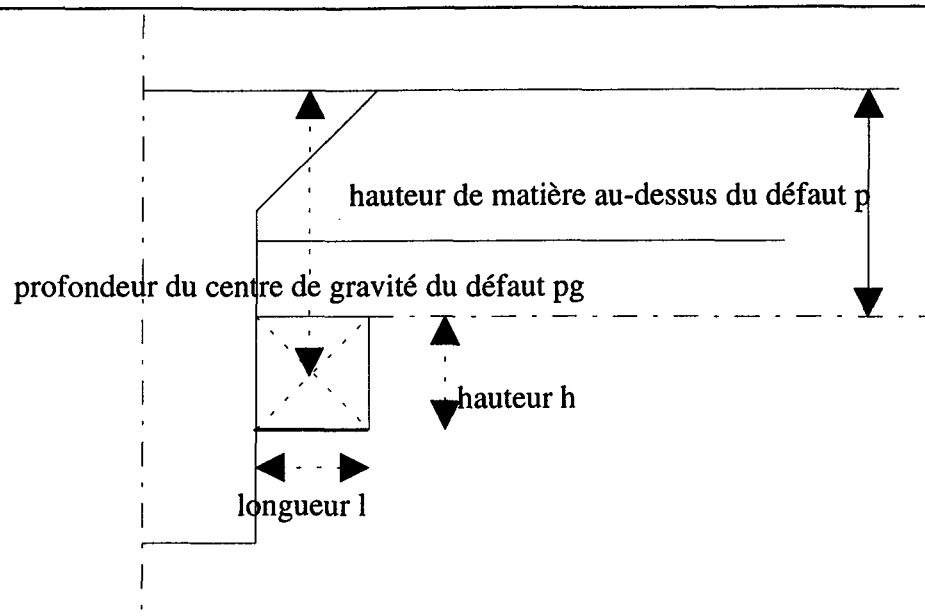


Figure 4.18 : géométrie étudiée : définition des paramètres.

-) la hauteur h

-) la profondeur du défaut: soit la profondeur du centre de gravité (p_g), soit la hauteur de matière au-dessus du défaut p.

5.3.2.2. Résultats.

La figure 4.19. représente la forme du courant d'excitation. Elle a été obtenue en imposant un spectre de phase uniforme de valeur $\pi/2$. La valeur maximale de l'intensité sera contrôlée par ce spectre. Il faudra donc rendre compatible les valeurs de phase avec la valeur maximale admissible de manière instantanée par la bobine d'excitation. On peut remarquer que la fonction $\frac{\sin(x)}{x}$ répond à la description du spectre d'amplitude souhaité.

Les figures 4.20. et 4.21. représentent les spectres de phase et d'amplitude obtenus avec le signal d'excitation précédent pour un défaut de dimension 2mmx2mm dont la profondeur varie de 5 à 15mm. Les figures 4.22. et 4.23. représentent les spectres de phase et d'amplitude pour un défaut situé à 5mm de profondeur, de hauteur 1mm et dont la longueur varie de 1 à 4mm. La figure 4.24. représente le spectre d'amplitude pour un défaut situé à 5mm de profondeur, de longueur 1mm et dont la hauteur varie de 1 à 4mm.

Une première analyse des résultats nous a amené à choisir comme paramètres représentatifs du défaut:

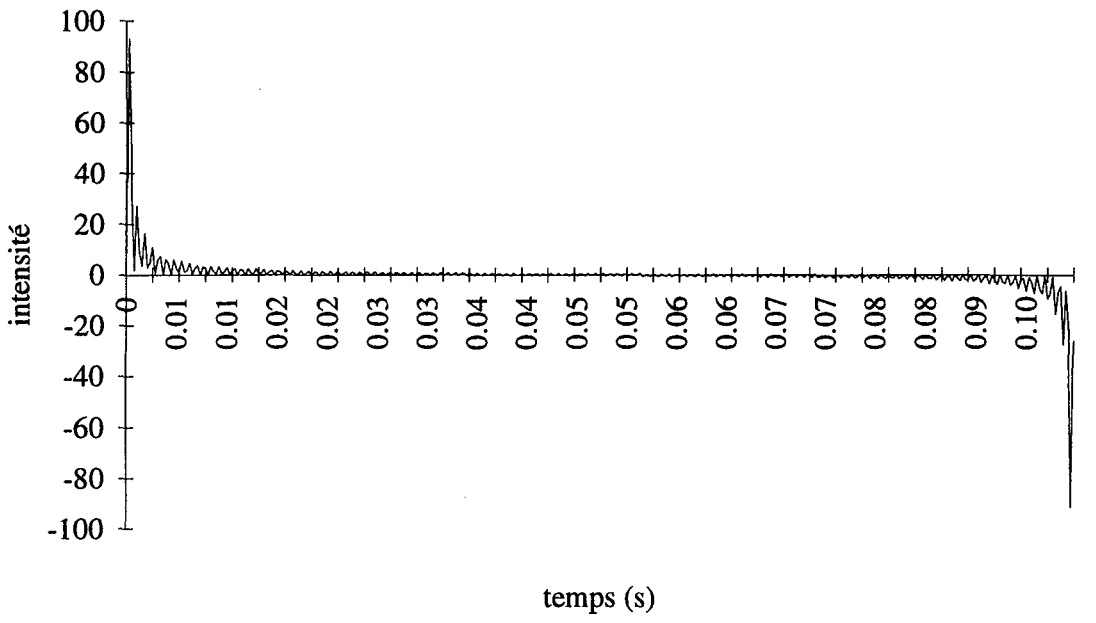


Figure 4.19: signal temporel pour un spectre de 128 raies de 10 à 1280 Hz de même amplitude et de même phase

-) $\mathbf{f_{max}}$: fréquence correspondant à la raie du spectre de l'induction différentielle verticale présentant une amplitude maximale.

-) $\mathbf{B_{max}}$: valeur de l'amplitude de cette raie.

-) $\mathbf{f_{pi}}$: valeur de la fréquence pour laquelle l'induction différentielle verticale est déphasée de pi par rapport à l'harmonique de même rang du courant d'excitation.

Les variables explicatives sont celles définies au 5.3.2..

Il faut établir :

-) le degré de corrélation entre ces différents paramètres pour valider ce choix (paramètres suffisamment indépendants).

-) la corrélation existant entre ces paramètres et les caractéristiques des défauts.

Une étude a donc été effectuée avec 36 configurations :

-)défaut de hauteur 1mm, à une profondeur de 5mm, de longueur variant de 1 à 6 mm.

-)défaut de longueur 1mm, à une profondeur de 5mm, de hauteur variant de 1 à 6 mm.

-)défaut 1mmx1mm dont la profondeur varie de 6 à 10mm.

-)défaut 2mmx2mm dont la profondeur varie de 5 à 14mm.

-)défaut 4mmx4mm dont la profondeur varie de 5 à 14mm.

Les figures 4.25. et 4.26. représentent l'évolution de la "signature" du défaut en fonction de l'évolution des différents paramètres.

5.3.2.3. Identification des défauts.

On constate sur les courbes précédentes que l'évolution des caractéristiques du défaut provoque le déplacement du point représentatif dans des directions bien particulières. Pour déterminer ces directions, l'ensemble des résultats est traité suivant les techniques classiques d'analyse de données. Dans un premier temps, une relation linéaire est établie entre les différentes grandeurs. Celles-ci sont d'abord centrées et réduites pour s'affranchir des gros écarts de valeurs liés à la nature très différentes des variables étudiées (induction différentielle de l'ordre de 10^{-5}, fréquence de l'ordre de 10^{3}). On peut ainsi comparer directement l'influence des différents paramètres par l'intermédiaire des coefficients d'intercorrélation sans se préoccuper des facteurs d'échelle.

Nous effectuons deux étudesen fonction de la définition de la profondeur du défaut.

1) Premier cas : profondeur = hauteur de matière au-dessus du défaut .

La matrice d'intercorrélation des variables à expliquer est donnée tableau 4.1. On constate que:

-) f_{max} et B_{max} sont faiblement corrélés.

-) B_{max} et f_{pi} sont moyennement corrélés.

-) f_{max} et f_{pi} sont assez corrélés.

	f_{max}	B_{max}	f_{pi}
f_{max}	1.0000	0.4996	0.8823
B_{max}	0.4996	1.0000	0.7380
f_{pi}	0.8823	0.7380	1.0000

Tableau 4.1: matrice d'intercorrélation.

On ne pourra donc pas caractériser complètement le défaut uniquement avec ces trois paramètres. L'analyse de données va cependant permettre de faire une caractérisation partielle avec une certaine confiance. On effectue une régression linéaire sur l'ensemble des données. Pour les variables centrées et réduites, on obtient:

$$f_{max(rc)} = -0.1184h_{(rc)} - 0.0204\ l_{(rc)} + 0.9078p_{(rc)} \quad (4.5)$$

$$B_{max(rc)} = 0.0606h_{(rc)} + 0.6622\ l_{(rc)} + 0.6367p_{(rc)} \quad (4.6)$$

$$f_{pi(rc)} = -0.1977h_{(rc)} + 0.3694\ l_{(rc)} + 0.9230p_{(rc)} \quad (4.7)$$

Le taux de confiance sur la première équation est de 0.9545, sur la seconde de 0.8636, sur la troisième de 0.9764. On obtient donc une assez bonne représentation de l'ensemble des données. On constate que:

-) f_{max} dépend de la profondeur et est indépendant de la longueur

-) B_{max} dépend dans les mêmes proportions de la longueur et de la profondeur, et est indépendant de la hauteur.

-) f_{pi} dépend avant tout de la profondeur, dans une moindre mesure de la longueur, et en dernier lieu de la hauteur.

On pourra donc faire une estimation des caractéristiques du défaut avec la méthode suivante:

-) calcul de la profondeur à partir de f_{max} avec une incertitude du à la dépendance avec la hauteur.

-) calcul de la longueur à partir de B_{max} et de la valeur de profondeur calculée.

-) calcul de la hauteur à partir de f_{pi} et des valeurs précédentes.

Les expressions finales après dénormalisation sont:

$$f_{max} = 1400 - 40.57h - 4.3921\ l + 92.239p \quad (4.8)$$

$$B_{max} = (3.58 + 0.0124h + 0.1352\ l + 0.0613p)10^{-4} \quad (4.9)$$

$$f_{pi} = 386.35 - 23.5798h + 44.056\ l + 51.94p \quad (4.10)$$

2) Deuxième cas : profondeur = centre de gravité du défaut .

Les nouvelles équations avec les variables centrées et réduites sont :

$$f_{max(rc)} = -0.0.0258h_{(rc)} - 0.0204\ l_{(rc)} + 0.9078p_{g(rc)} \quad (4.11)$$

$$B_{max(rc)} = 0.2108h_{(rc)} + 0.6622\ l_{(rc)} + 0.6367p_{g(rc)} \quad (4.12)$$

$$f_{pi(rc)} = 0.02h_{(rc)} + 0.3694\ l_{(rc)} + 0.9230p_{g(rc)} \quad (4.13)$$

On constate qu'avec ce choix, f_{max} ne dépend plus que de la profondeur du défaut. On aura donc une méthode de caractérisation plus simple à mettre en oeuvre avec ce jeu de paramètres:

-) calcul de la profondeur à partir de f_{max} .

-) calcul de la longueur à partir de f_{pi} et de la valeur de profondeur calculée.

-) calcul de la hauteur à partir de B_{max} et des valeurs précédentes.

5.3.3. Conclusions.

Avec la méthode proposée, on peut caractériser un défaut en mesurant trois grandeurs. L'interdépendance de ces grandeurs ne permet pas de faire une détermination exacte de tous les paramètres. Par contre, on peut déterminer avec un bonne confiance la profondeur du défaut .

On constate de plus que le choix des paramètres de répérage du défaut est fondamental. En effet, si on choisit de caractériser la profondeur du défaut par la position de son centre de gravité, on peut se contenter de la seule mesure de f_{max} pour déterminer celle-ci. Cette détermination ne sera cependant pas aisé compte-tenu de l'allure du spectre d'amplitude de l'induction différentielle (faibles variations autour du maximum) et du niveau de bruit de mesures.

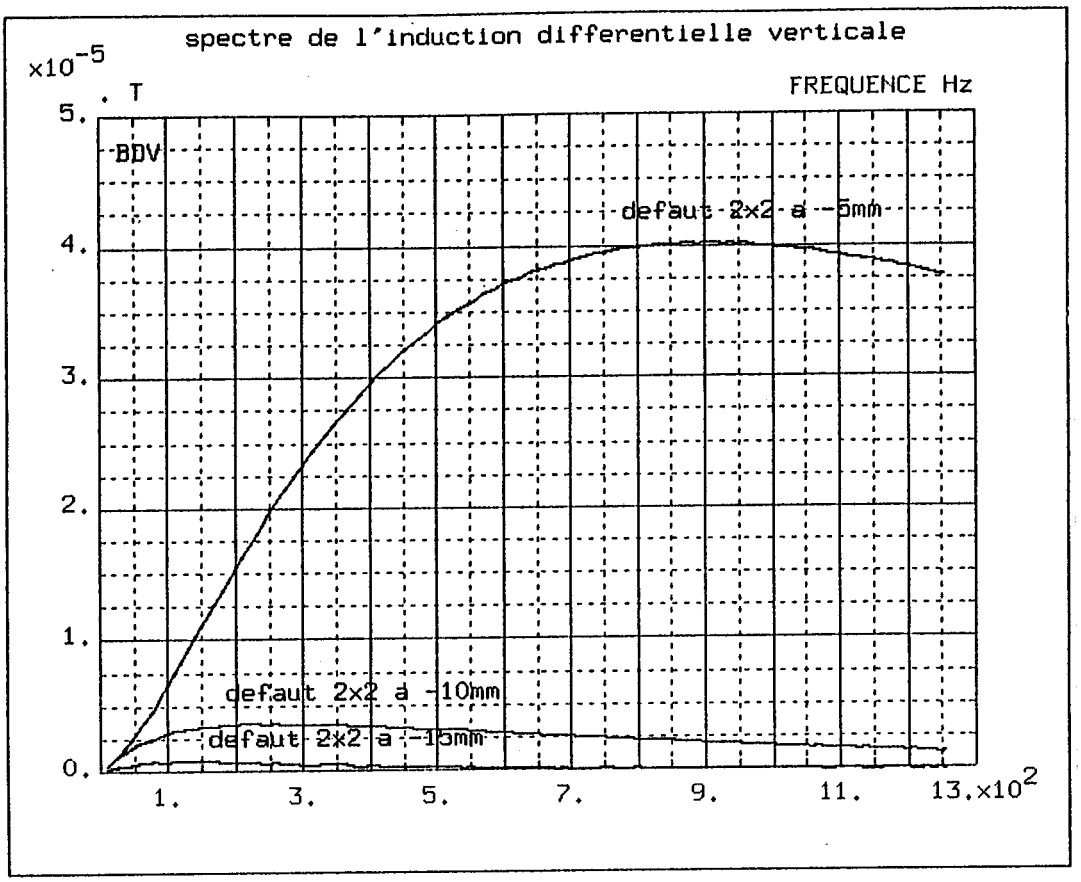


figure 4.20: Spectre d'amplitude pour différentes profondeurs de défaut

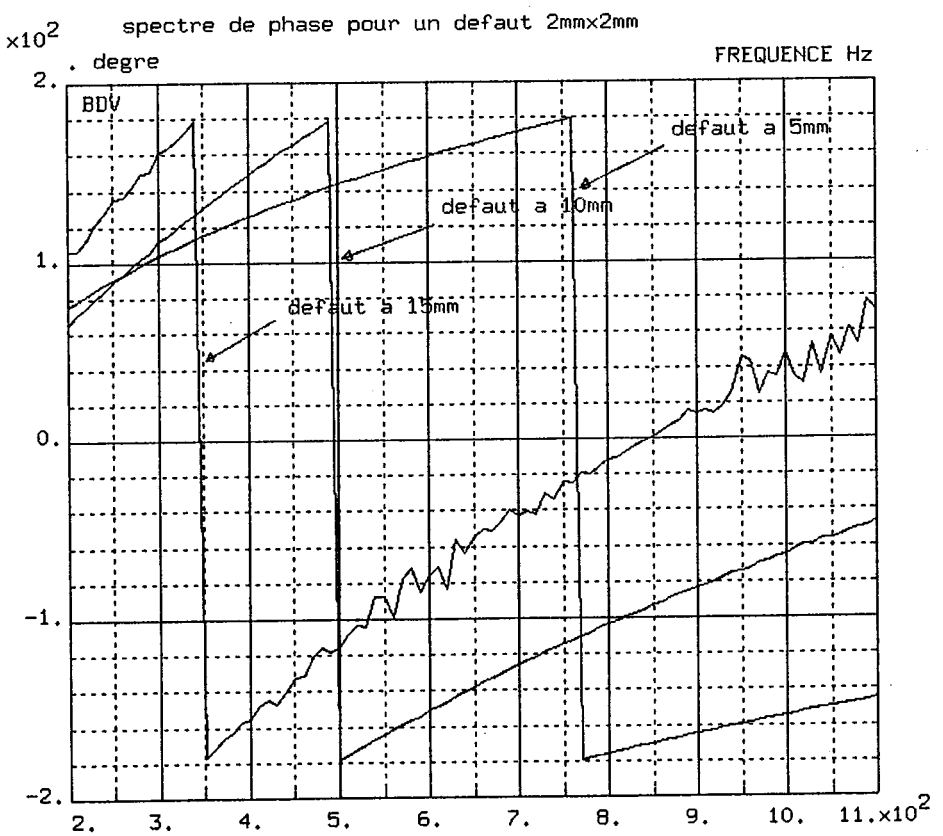


figure 4.21: Spectre de phase pour différentes profondeurs de défaut

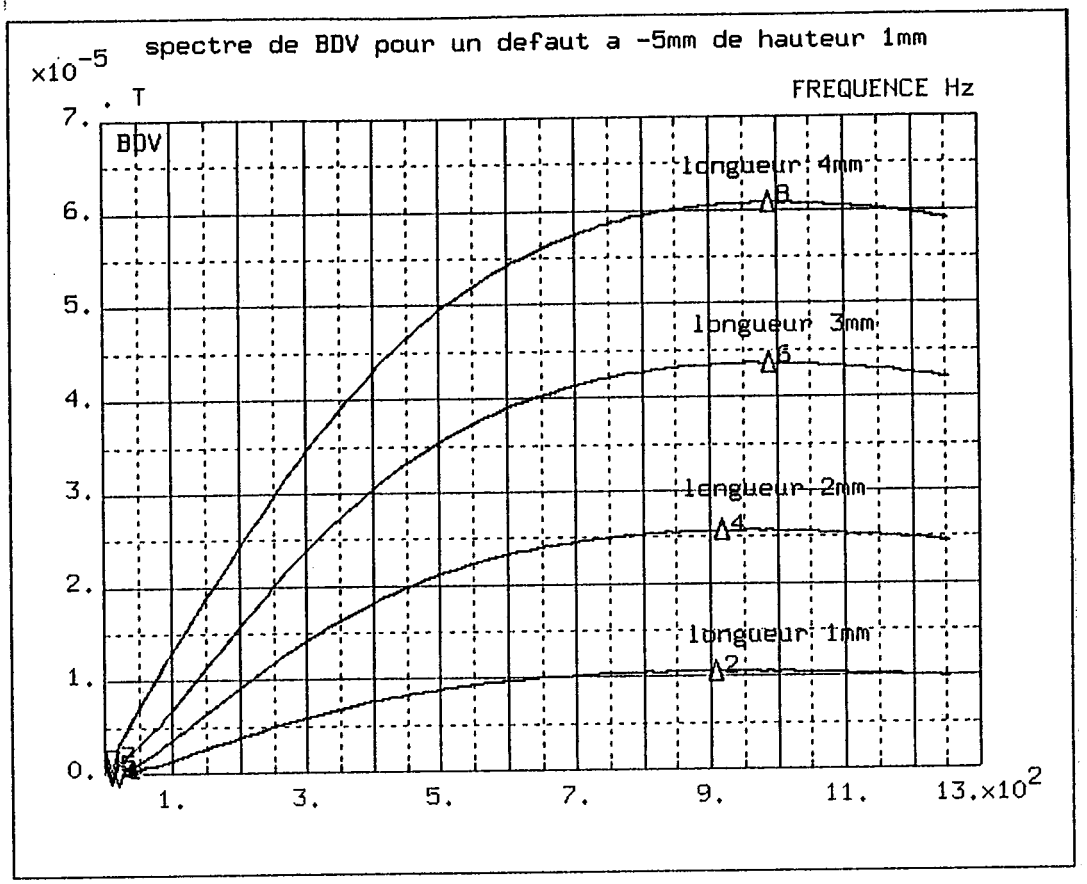


figure 4.22: Spectre d'amplitude pour différentes longueurs de défaut.

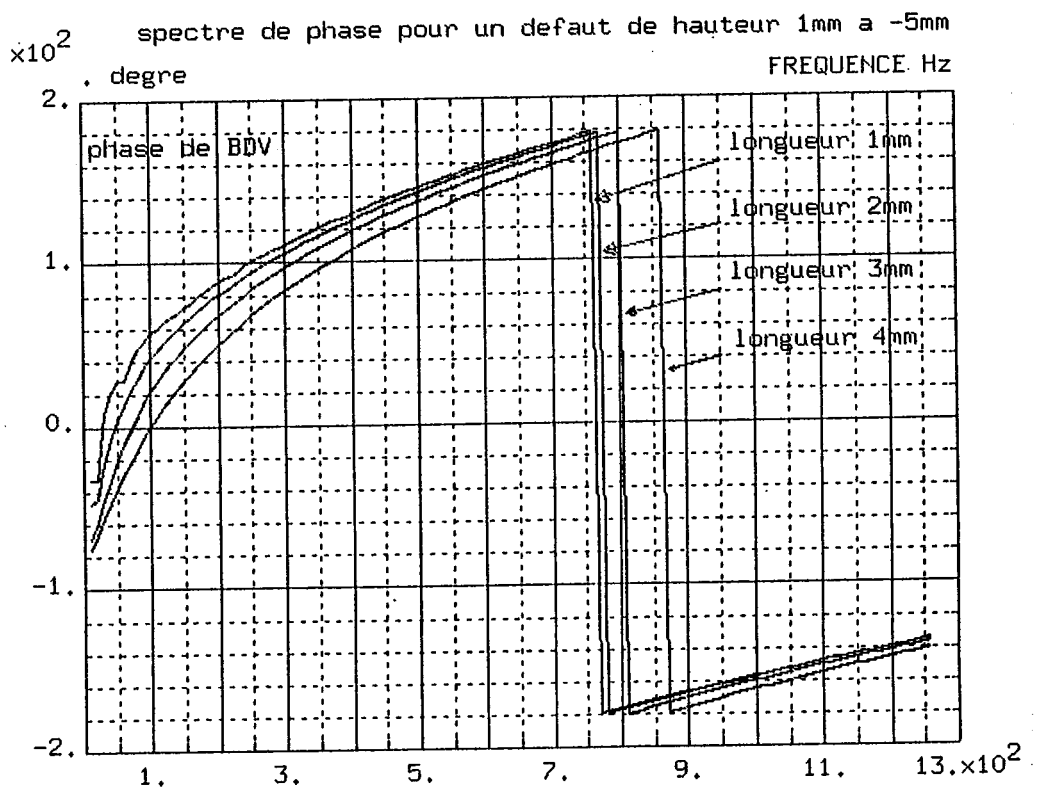


figure 4.23: Spectre de phase pour différentes longueurs de défaut.

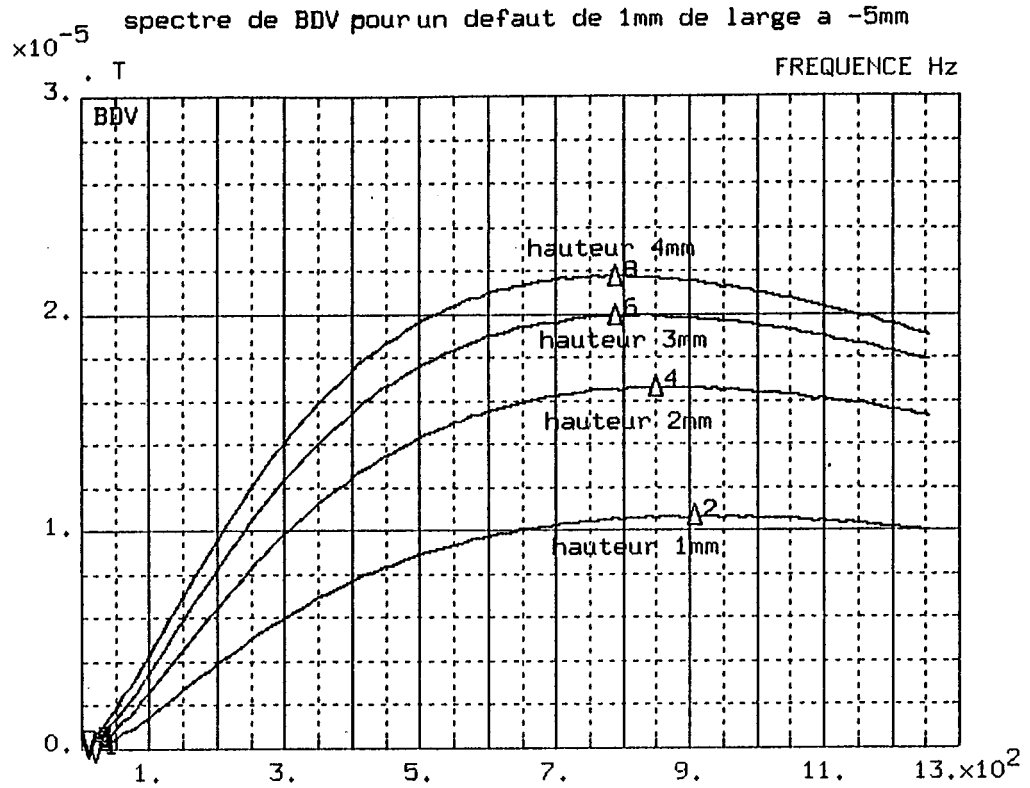


figure 4.24: spectre d'amplitude pour différentes hauteurs de défaut.

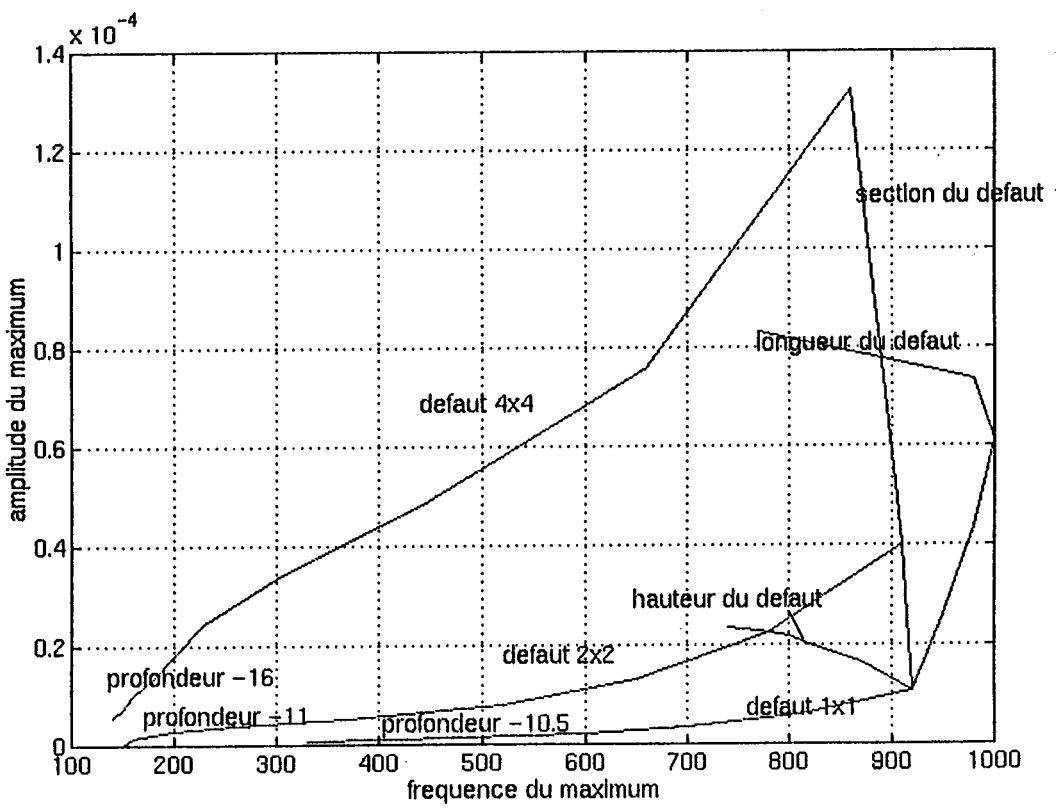


figure 4.25: évolution de l'amplitude maximale en fonction de la fréquence correspondante.

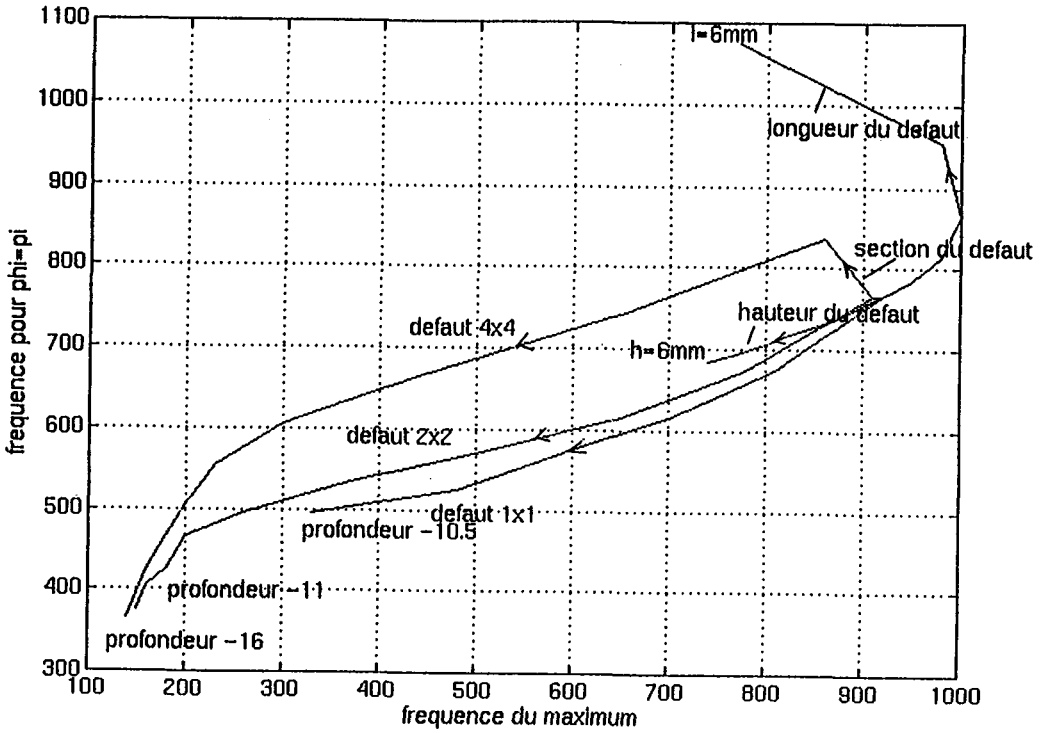


Figure 4.26: évolution de f_{pi} en fonction de la fréquence correspondant au maximum.

5.4. Contrôle impulsionnel.

5.4.1. Limitations liées à la bobine d'excitation.

Pour améliorer le niveau de réponse d'un défaut, les matériaux considérés ayant des propriétés linéaires, il faudrait augmenter l'intensité du courant dans la bobine. Cette augmentation provoque:

-) une augmentation de la chute de tension aux bornes de la bobine: on sera donc limité par la valeurs des tensions d'alimentation.

-) une augmentation de la dissipation thermique dans l'enroulement.

Le premier point est une limitation "instantanée" ne pouvant être résolu que par une augmentation des tensions d'alimentation. Le second point est une limitation "en valeur moyenne" (ou encore en valeur efficace). Il suffit alors de contrôler la valeur efficace du courant de telle sorte que la dissipation soit toujours la même. Si on appelle j_{max} la densité de courant maximale admissible et s la section des conducteurs, il faut que la valeur efficace du courant d'excitation sur une période T de fonctionnement soit inférieure à j_{max} *s. Si on injecte un intensité de rapport cyclique a, la valeur efficace de l'intensité pourra être de $j_{max}*s/\sqrt{a}$. On peut ainsi gagner un facteur 3.3 sur les valeurs de courant si on utilise un rapport cyclique de 0.1 (voir figure 4.27).

5.4.2. Spectre large du signal.

Si on effectue un contrôle multi-fréquentiel, il faut que le signal soit composé de N harmoniques de même amplitude I_{harm}. La valeur efficace du signal est alors:

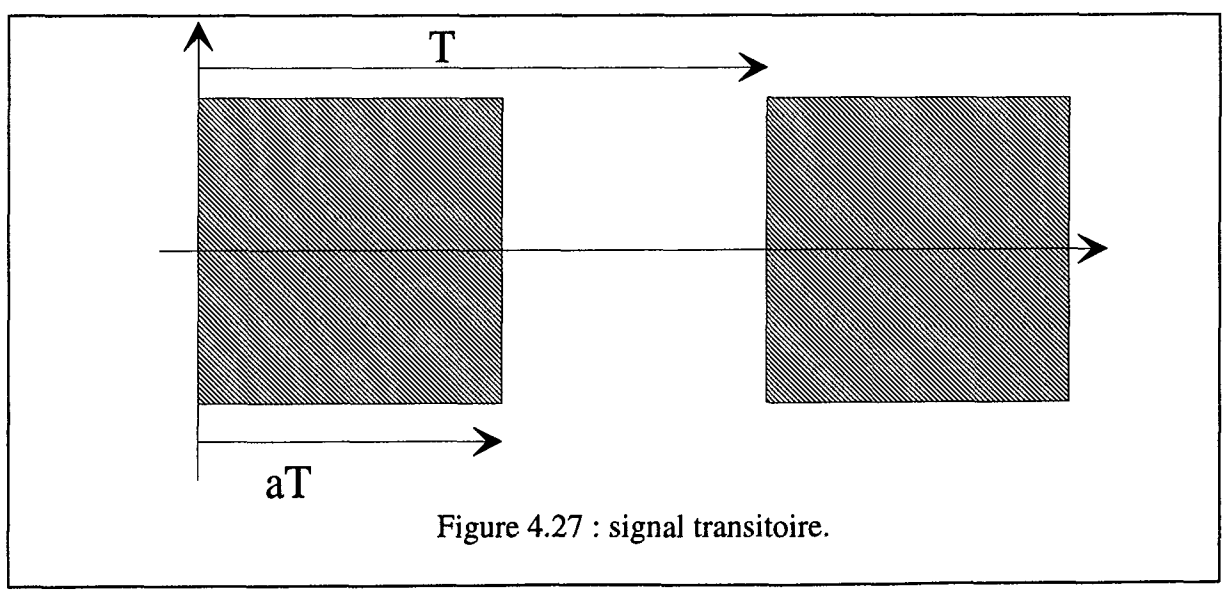


Figure 4.27 : signal transitoire.

$$I = \sqrt{\sum_{k=1}^{N} I_k^2} = I_{harm}\sqrt{N} \Longrightarrow I_{harm} = \frac{I}{\sqrt{N}}$$

Si de plus, le signal est "transitoire" de rapport cyclique a, on obtient :

$$I_{harm} = \frac{I}{\sqrt{N}\sqrt{a}}$$

De cette manière, on injecte dans la pièce à contrôler le maximum d'énergie compatible avec la dissipation d'énergie que peut supporter la bobine. On peut constater que :

-) on a intérêt à prendre un rapport cyclique aussi petit que possible.

-) plus on prend des raies, plus l'énergie allouée à chaque raie est faible.

5.4.3. Excitation "mono-fréquence".

Si on veut une réponse maximale pour une profondeur donnée, on a intérêt à utiliser un signal possédant une seule raie (signal sinusoïdal pur). Le fait de travailler en transitoire revient à "fenêtrer" cette sinusoïde et donc à déformer le spectre.

Pendant aT on injecte $i=I_{max}\sin(wt)$, pendant (1-aT), i=0. La figure 4.28 montre le signal temporel et le spectre d'amplitude obtenu pour une fréquence de 1000 Hz. On obtient un spectre s'étendant principalement autour de 1 kHz. La largeur des lobes dépend de la largeur de la fenêtre d'observation donc du rapport cyclique du signal. Toute l'énergie ne se trouve donc pas concentrée à la fréquence de la partie sinusoïdale. ceci n'est pas du tout génant compte-tenu de l'allure des spectres en amplitude (figures 4.20, 4.22, 4.24) qui présente une zone relativement plate autour du maximum.

L'inconvénient de la présence des lobes secondaires du fenêtrage rectangulaire est largement compensé par:

-) une forte prédominance de la fréquence qui nous intéresse.

-) la simplicité de réalisation d'un tel signal.

Dans la cas d'une excitation "mono-fréquence", on retiendra donc cette solution.

5.4.4. Stratégie de détection.

L'étude précédente a mis en évidence deux aspects antagonistes au niveau de l'excitation de la bobine.

-) signal à spectre large pour balayer toute la zone à tester : on dispose d'une grande quantité d'information (2*nombre de fréquences). En contre-partie, l'énergie est répartie entre chaque composante harmonique.

-) signal mono-fréquentiel pour avoir la maximum d'énergie compatible avec la dissipation dans la bobine pour une fréquence donnée : cette méthode permet de tester avec le maximum de sensibilité une zone à une profondeur donnée.

Compte-tenu de ce qui précède, on peut proposer deux stratégies de détection.

-) STRATEGIE UNE PASSE : envoi d'un signal large spectre

-) STRATEGIE MULTI PASSES : envoi d'une succession de signaux "mono-fréquence" dans une gamme de fréquences correspondant à la zone à tester .

Le tableau 4.2 permet de comparer les deux méthodes.

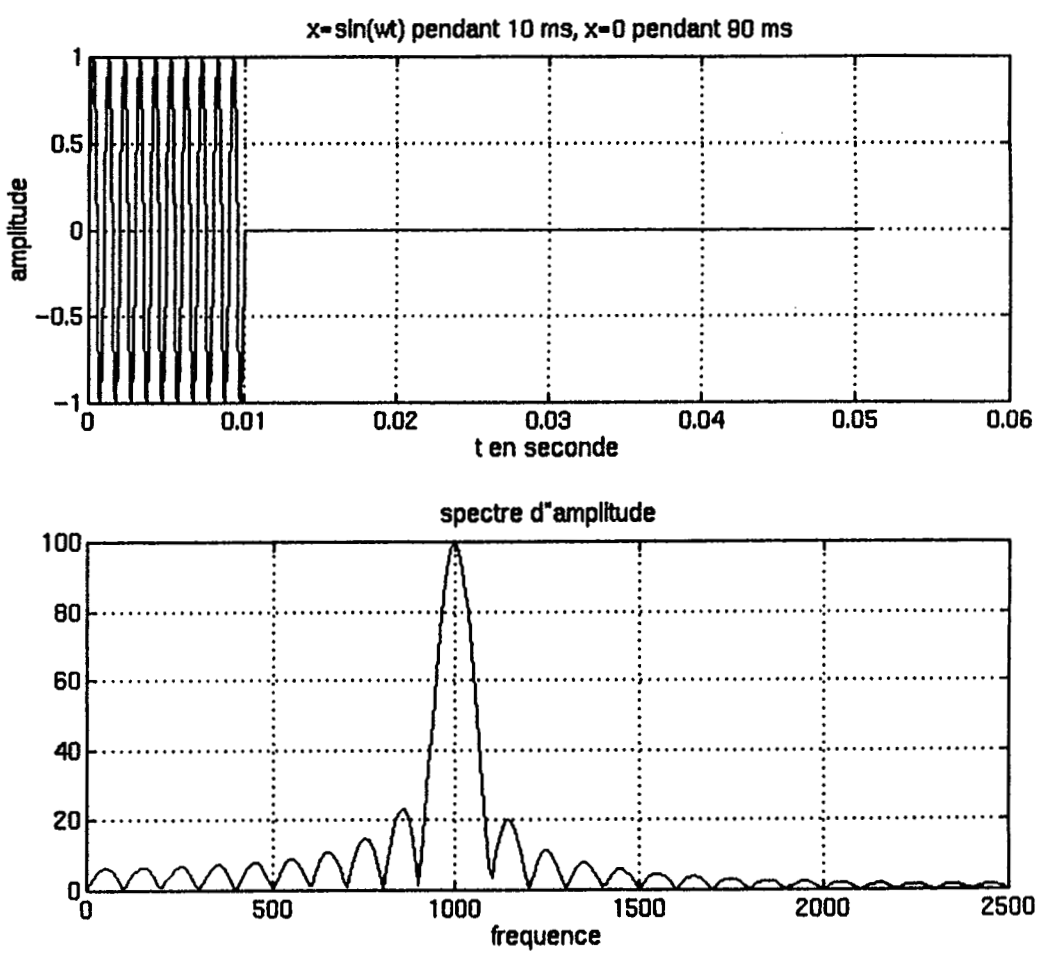


Figure 4.28 : signal temporel et spectre d'amplitude pour une fenêtre rectangulaire.

	stratégie une passe	stratégie multi passes
avantages	-) teste en une seule fois toute la zone -) grande quantité d'informations disponible.	-) signal facile à générer -) forte énergie injectée à la place présumé du défaut : détection plus facile. -) calculs simples
inconvénients	-) faible énergie injectée dans la zone du défaut présumé: nécessité d'avoir une détection très sensible. -) calculs importants : analyse spectrale.	-) teste la zone en plusieurs fois

Tableau 4.2 : comparaison des deux méthodes de mesure.

5.4.5. Vérification expérimentale.

La méthode mono-fréquentielle a été testée à l'aide de la chaîne de mesure décrite chapitre 5. Nous présenterons seulement la limite de détection en profondeur obtenue pour un défaut 5mmx5mm. Pour ce faire, on utilise un train de 10 sinusoïdes de fréquence 200 Hz et d'amplitude 1A avec un rapport cyclique 0.1 (figure 4.29).

La figure 4.30 représente les réponses obtenues pour un défaut 5mmx5mm situé à 5, 10, 15 et 20 mm de profondeur. La fréquence de 200 Hz a été déterminée en fonction du défaut la plus profond (20 mm).

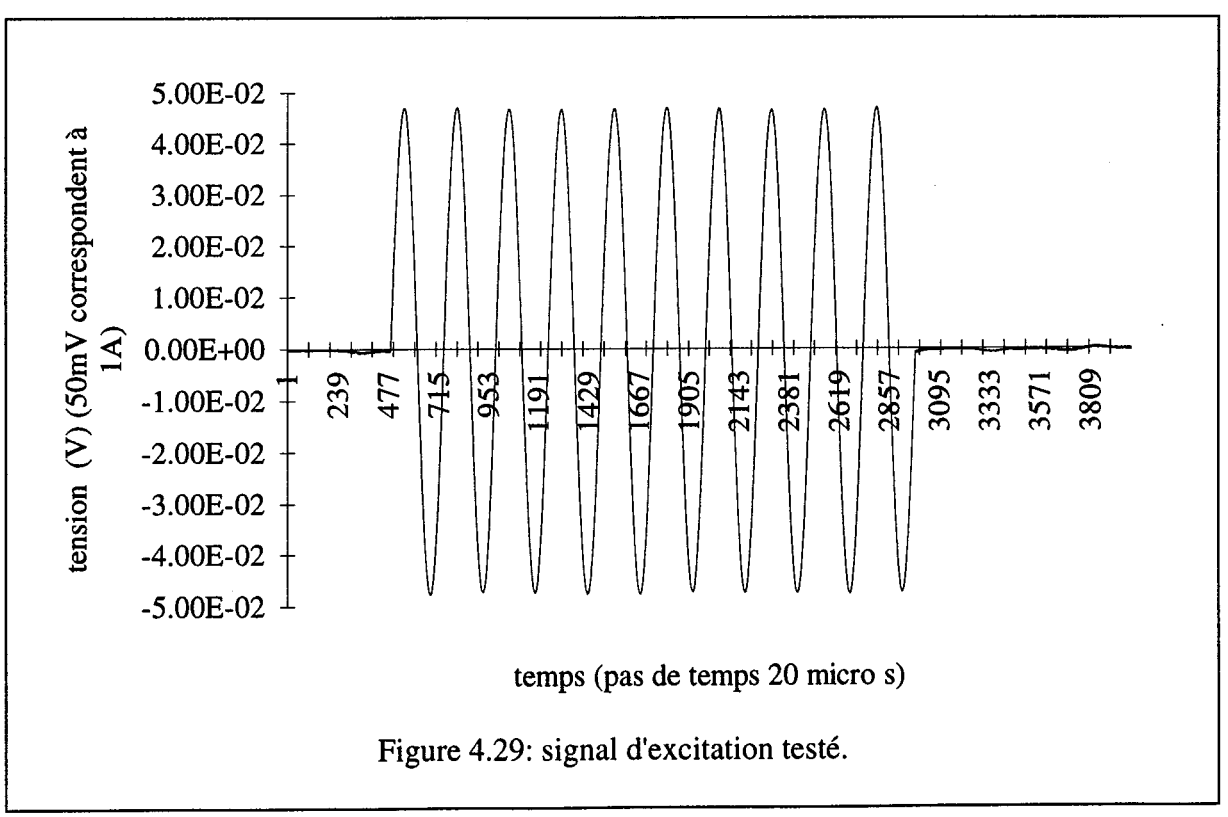


Figure 4.29: signal d'excitation testé.

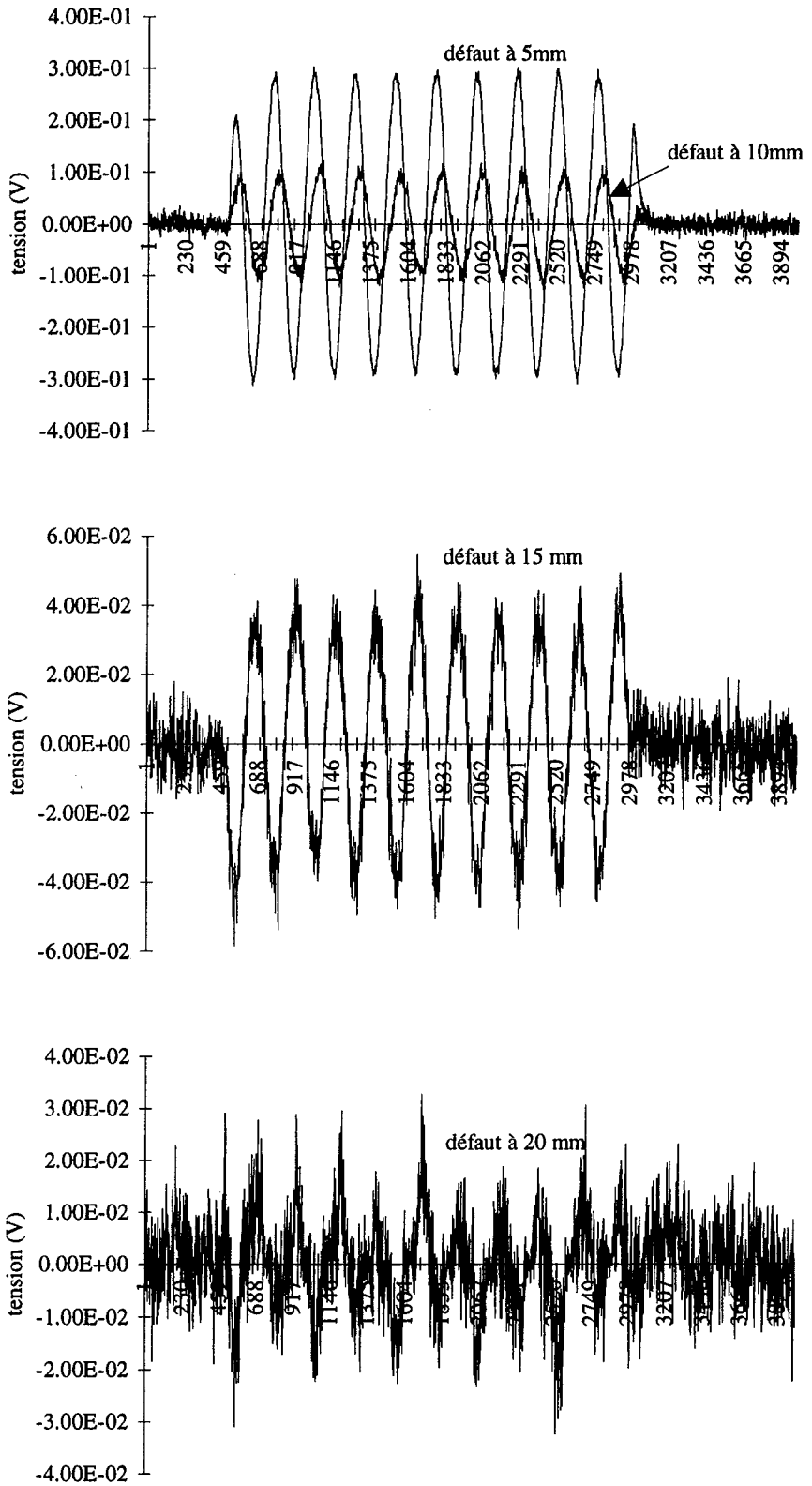


Figure 4.30: BDV pour un défaut 5mmx5mm pour un train de 10 sinusoïdes d'amplitude 1A de fréquence 200 Hz.

5.5. Conclusion .

Cette partie de l'étude a permis d'optimiser un élément important de la chaîne de détection, le signal d'excitation de la bobine. Les résultats ont été établis à l'aide du logiciel *FISSURE* utilisant la méthode des éléments finis associés à des modules spécifiques de calcul (analyse de données, traitement du signal). Une structure du signal d'excitation permettant d'obtenir un signal de défaut aussi grand que possible a ainsi été définie. D'autre-part, deux statégie de caractérisation des défauts ont été proposées. Le choix de la stratégie se fera en particulier en fonction du capteur utilisé pour effectuer les mesures de champs (sensibilité, étendue de mesure), et des possibilités de génération de signal offertes par l'alimentation de la bobine.

Il est aussi important de noter que le choix des paramètres décrivant le défaut est crucial quant à la simplification de la détermination des valeurs. En particulier, si on ne s'intéresse qu'à la profondeur, on choisira plutôt la position du centre de gravité que la hauteur de matière au-dessus du défaut. Ainsi, pour une excitation large spectre, il suffit de déterminer un seul paramètre (fmax : fréquence pour laquelle l'induction différentielle verticale est maximale) pour connaître la position du défaut. Ce résultat n'a été établi que pour la configuration étudiée.

La mise en oeuvre expérimentale de la méthode mono-fréquentielle a permis de détecter un défaut 5mmx5mm à 20mm de profondeur de profondeur. On peut donc dire que l'objectif défini dans le préambule est atteint.

D'autre part, on peut remarquer que l'étude multi-fréquentielle revient à établir la fonction de transfert d'un défaut. Les résultats trouvés peuvent être utilisés pour caractériser un défaut en utilisant des outils de traitement numérique comme le produit de convolution.

6. Prise en compte des contraintes d'environnement.

6.1. Introduction.

Lors de la mise en oeuvre du capteur sur les structures réelles, il s'est avéré qu'une dissymétrie du longeron (figure 4.31) provoquait un signal de même niveau que celui du aux défauts recherchés. il était donc nécessaire de modifier la constitution du capteur prenant en compte "cet effet de bord".

6.2. Etude de l'effet de bord.

La figure 4.32 permet de comparer l'induction différentielle due à un défaut 1mmx1mm à 5mm de profondeur et celle due à l'effet de bord pour différentes positions du point de mesure. On constate bien que les signaux obtenus sont du même ordre de grandeur. Pour atténuer l'influence de dissymétrie du longeron, on peut:

-) soit "éloigner" la source du phénomène (en l'occurence les spires du bobinage) du bord du longeron: cela revient à diminuer le diamètre de la bobine.

-) soit éviter que les lignes de champ traverse la région du bord en cherchant à canaliser le flux.

6.3. Influence du rayon de la bobine.

La figure 4.32. donne aussi les inductions différentielles pour des bobines de rayon 5, 8 et 11mm. On constate que:

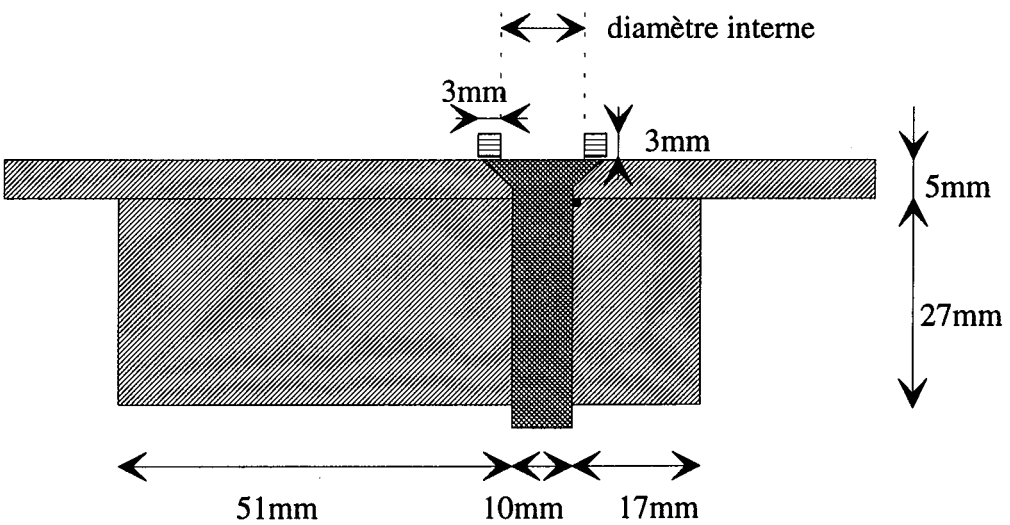


Figure 4.3.31: structure utilisée pour déterminer l'effet de bord

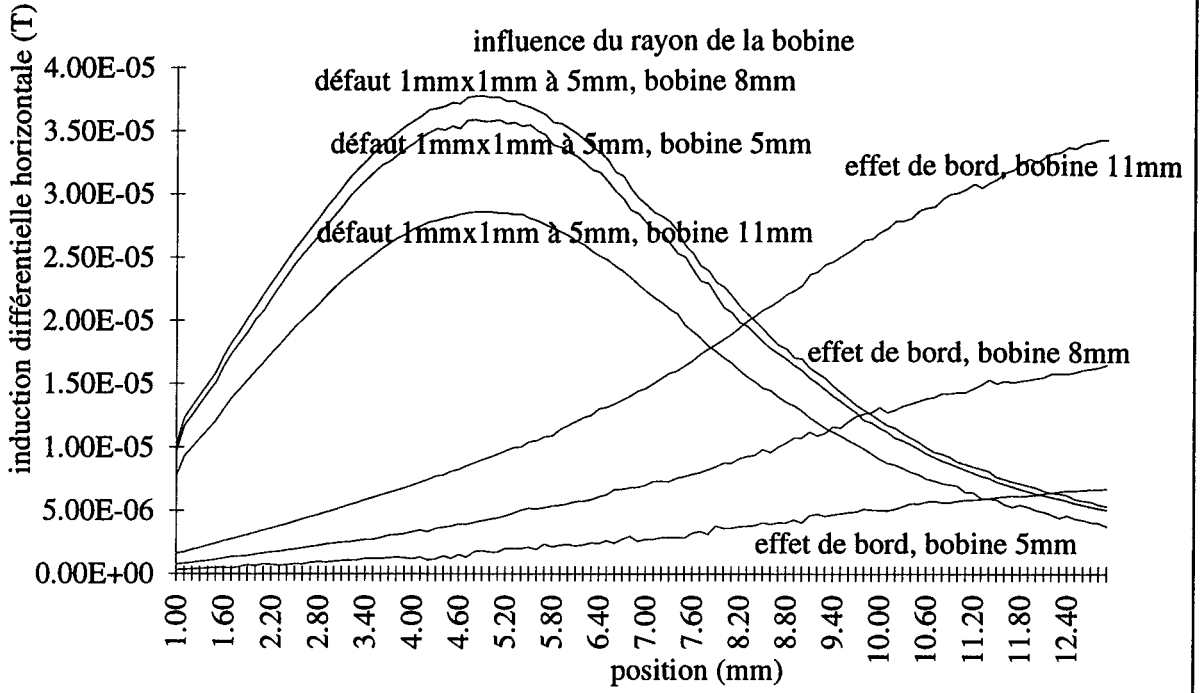


Figure 4.32: induction horizontale différentielle due au défaut et à l'effet de bord.

-) plus le rayon est faible, plus l'influence de l'effet de bord est faible.

-) il existe un rayon optimum donnant un signal de défaut optimum. Ce résultat avait déjà établi précédemment.

Pour comparer l'influence des deux effets, on calcule la quantité:

$$20\log\frac{BDH_{défaut}}{BDH_{bord}} \qquad (4.14)$$

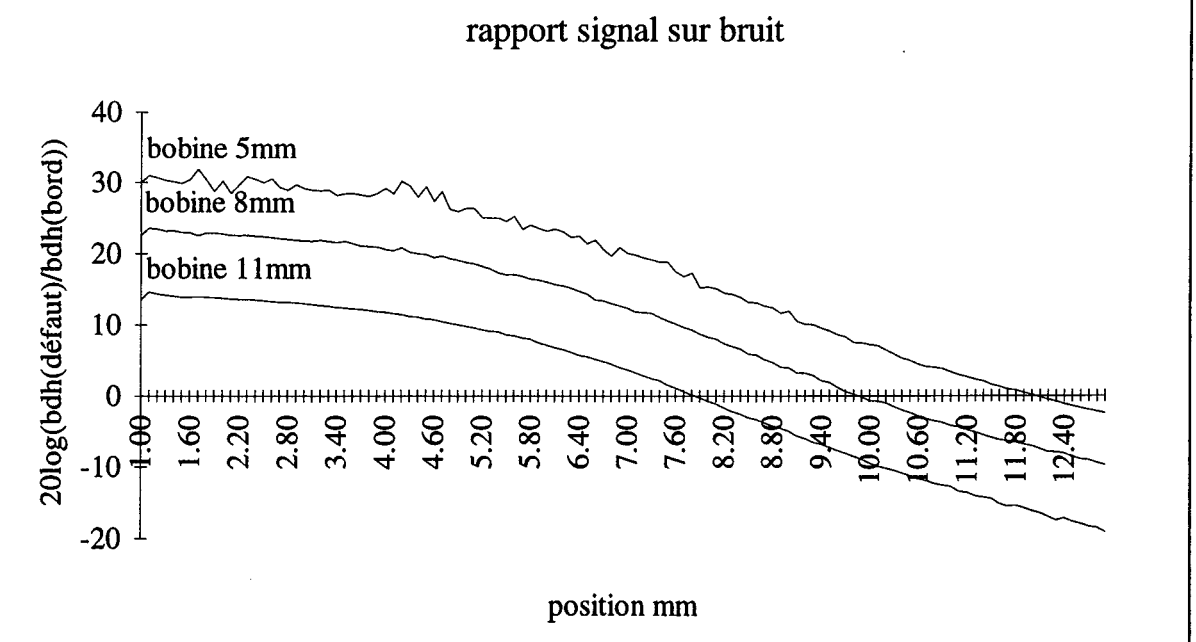


Figure 4.33: rapport signal sur bruit pour différents rayons de la bobine.

	effet du défaut (T)	effet de bord (T)	rapport signal/bruit
bobine 5mm	$3.59\ 10^{-5}$	$1.72\ 10^{-6}$	26.4 dB
bobine 8mm	$3.77\ 10^{-5}$	$4.43\ 10^{-6}$	18.6 dB
bobine 11mm	$2.85\ 10^{-5}$	$9.45\ 10^{-6}$	9.6 dB

Tableau 4.3 : influence du rayon de la bobine d'excitation sur le rapport signal sur bruit, pour une sonde de mesure placée en (5mm, 0.25mm)

La figure 4.33 représente l'évolution de cette grandeur en fonction de la position de mesure et pour les trois diamètres de la bobine.Les résultats les plus importants sont rassemblés dans la tableau 4.3.

La solution consiste donc à prendre une bobine de 5mm de diamètre. Mais, ces calculs ont été effectués pour un défaut situé à 5mm de profondeur. Ce résultat est cependant en opposition avec notre objectif de détecter des défauts aussi profonds que possible qui nécessite l'utilisation de bobines ayant des rayons plus grands. Il est donc indispensable de trouver un dispositif permettant de conserver une bobine de rayon plus grand.

6.4. Canalisation des lignes de champ.

Une autre solution consiste à éviter d'injecter de l'énergie électromagnétique en dehors de la zone où sont susceptibles de se trouver les défauts. Comme tout les matériaux de l'assemblage sont non-magnétiques, il faut empêcher les lignes de champ d'aller dans tout l'espace. Le dispositif assurant cette fonction (nature des matériaux et forme):

-) doit canaliser les lignes de champ dans la bonne région de l'espace.

-) ne doit pas diminuer la réponse du défaut.

-) ne doit pas empêcher la mesure par des capteurs de champ placés à l'intérieur de la

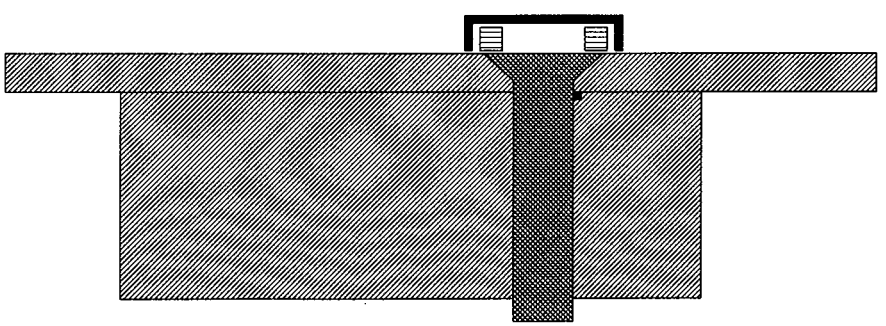


Figure 4.34: position et forme de la ferrite

bobine.

Les deux derniers points éliminent l'utilisation d'écrans en matériaux conducteurs (cuivre, mu-métal) qui, en raison des courants de Foucault dont ils seront le siège, provoqueront une diminution du niveau d'induction. On utilisera donc des matériaux magnétiques non-conducteurs (ferrite).

Le troisième point impose de ne pas canaliser le flux à l'intérieur de la bobine. Dans ces conditions, le dispositif de canalisation aura la structure représentée figure 4.34 où on constate qu'il n'y a pas de noyau central.

Les figures 3.37 et 3.38 représentent les lignes de champ sans (en haut) et avec la ferrite (en bas). On obtient l'effet escompté quant à la canalisation des lignes de champ.

Les figures 3.35 et 3.36 donnent les inductions différentielles horizontale et verticale en fonction de la position du point de mesure, d'une part pour un défaut, d'autre-part pour l'effet de bord.

On constate que la ferrite:

-) augmente le signal du au défaut quelque soit la composante de l'induction mesurée.

-) diminue le signal du à l'effet de bord.

-) l'effet de la ferrite est plus fort sur la composante horizontale que sur la composante verticale.

Le tableau 4.4. présente les valeurs du rapport $20\log\frac{BDH_{défaut}}{BDH_{bord}}$ pour les différents cas et les composantes.

	effet du défaut (T)	effet de bord (T)	rapport signal/bruit
BDH sans ferrrite	$4.22\ 10^{-5}$	$4.2\ 10^{-6}$	20 db
BDH avec ferrite	$5.74\ 10^{-5}$	$1.11\ 10^{-6}$	34 dB
BDV sans ferrite	$2.89\ 10^{-5}$	$7.63\ 10^{-6}$	11.6 dB
BDV avec ferrite	$5.07\ 10^{-5}$	$4.56\ 10^{-6}$	21 dB

Tableau 4. 4: rapport signal sur bruit pour une bobine de rayon 8mm, pour une sonde de mesure placée en (5mm, 0.25mm)

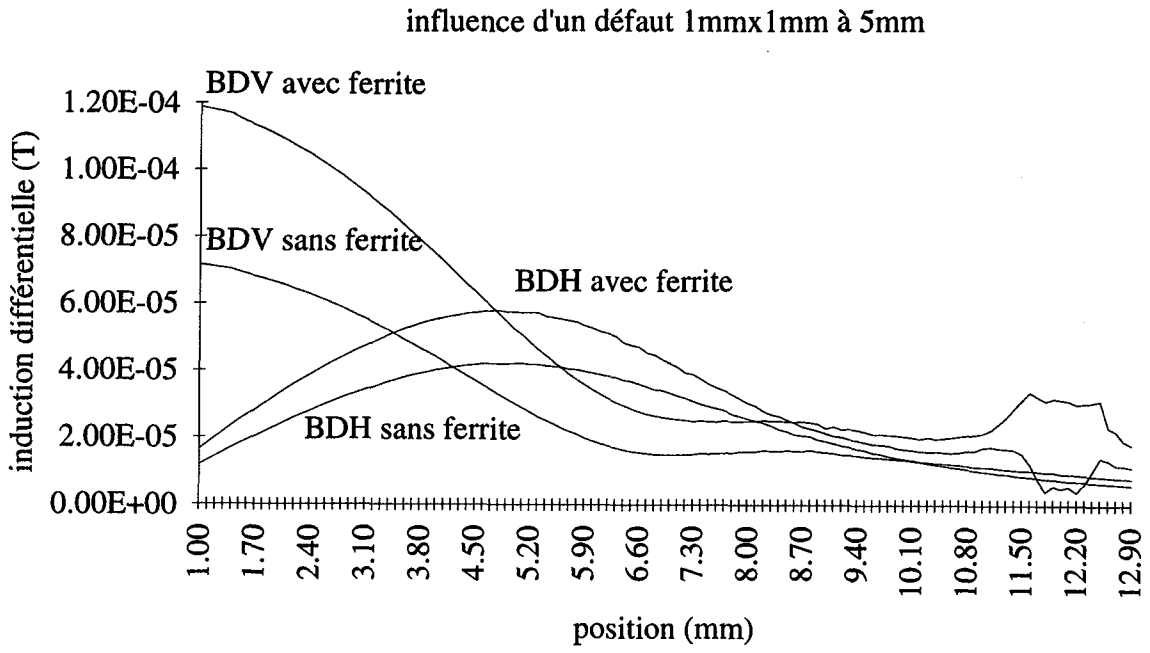


Figure 4.35: induction différentielle verticale et horizontale dues à un défaut 1mmx1mm à 5mm de profondeur avec et sans ferrite pour une bobine de rayon 8mm

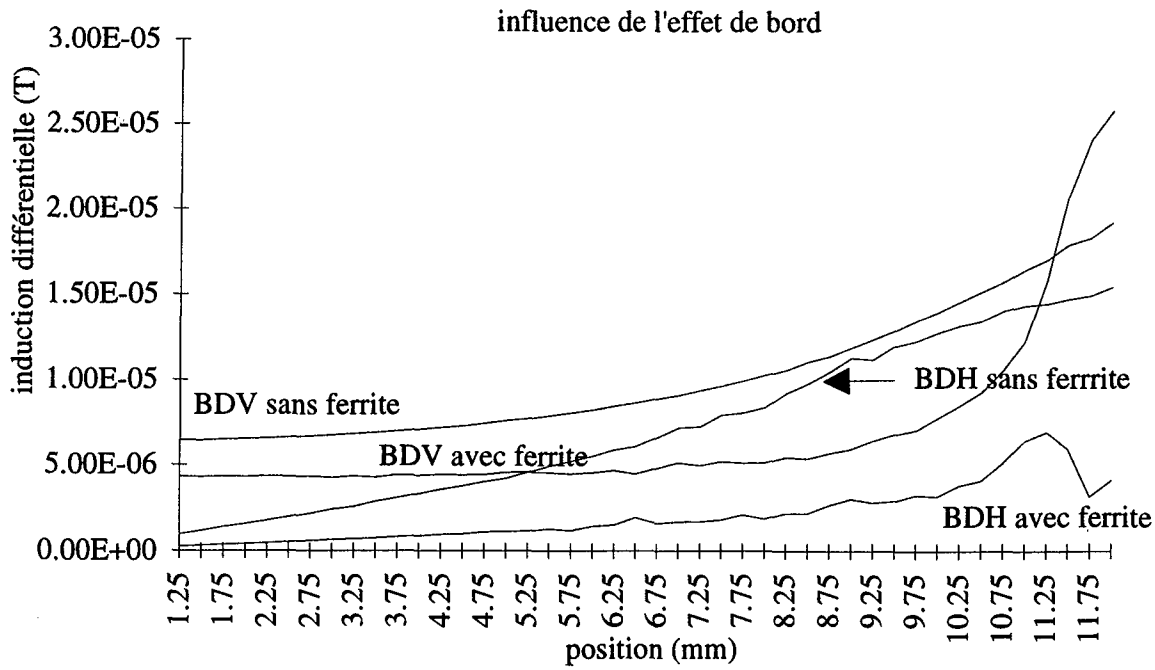


Figure 4.36: induction différentielle verticale et horizontale dues à l'effet de bord avec et sans ferrite pour une bobine de rayon 8mm

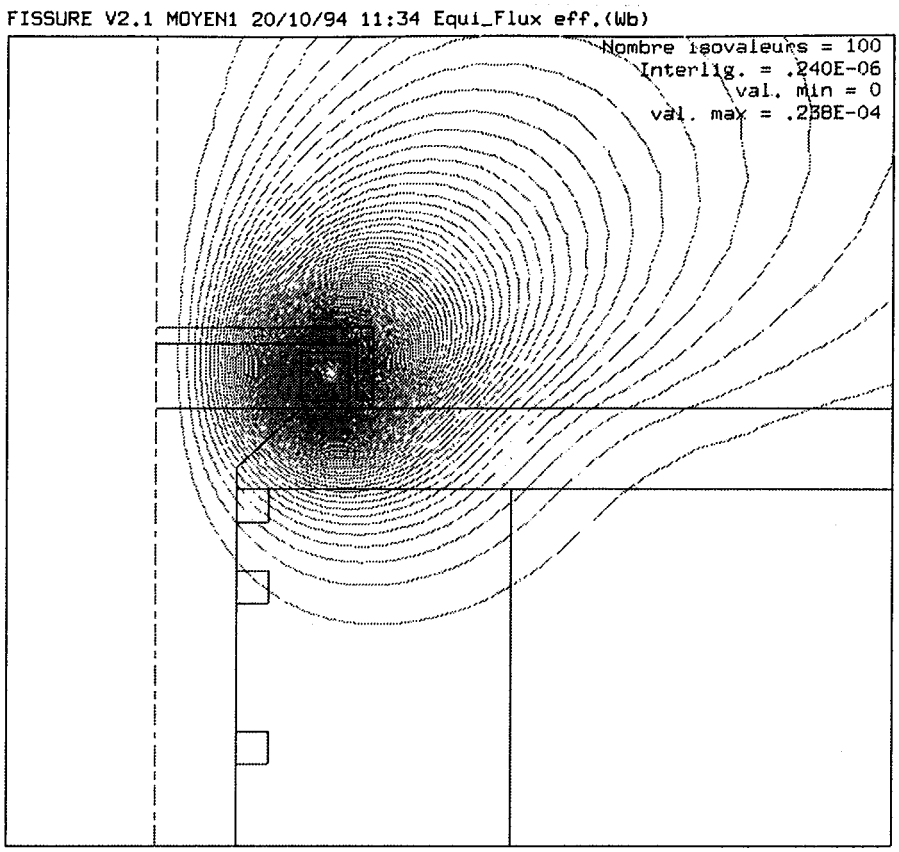


Figure 4.37: lignes de champ en l'absence de ferrite.

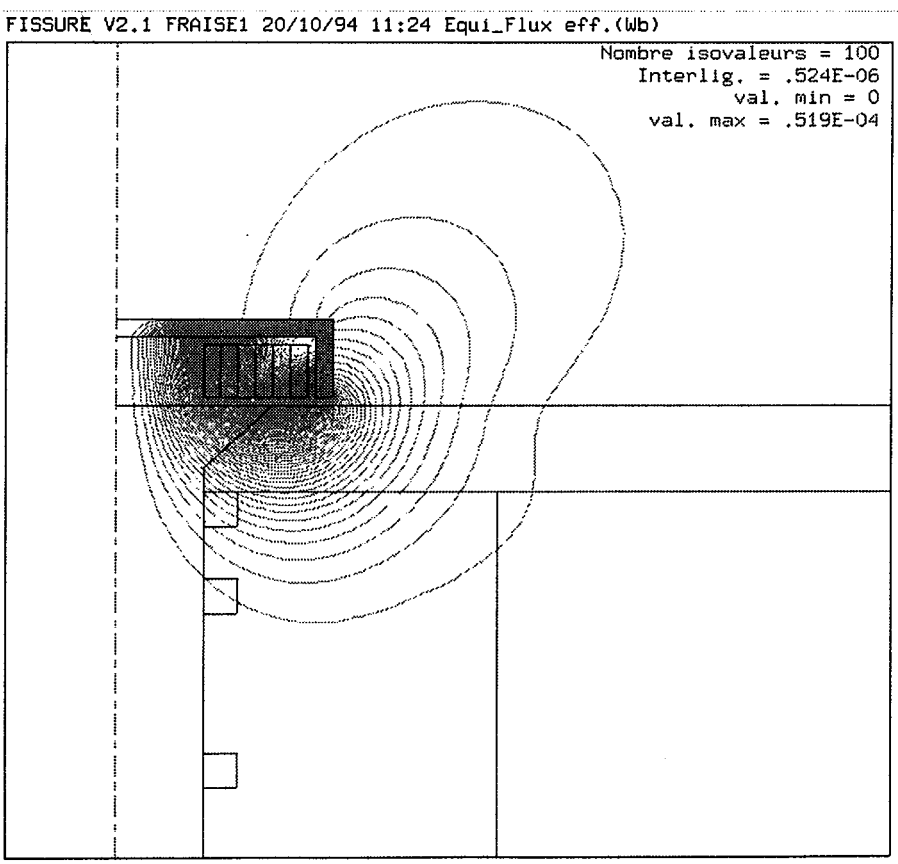


Figure 4.38: lignes de champ en présence de ferrite.

7. Conclusions.

Nous avons optimisé un système de détection par courants de Foucault impulsionnels par étape.

D'abord, en définissant une bobine maximisant la densité de courant injectée à l'emplacement présumé du défaut. Il a donc fallu définir des grandeurs permettant de décrire des courants de Foucault pulsés. Une approche énergétique a été employée. De plus, l'introduction de nouveaux paramètres permet de définir la répartition de ces courants d'une manière plus complète.

Puis, la grandeur à mesurer et la localisation des sondes de mesure d'induction sont déterminées de manière à avoir un signal de défaut aussi grand que possible.

Enfin, le signal d'excitation a été optimisé et des stratégies de caractérisation ont été proposées pour définir la profondeur et la taille du défaut.

Appliquée au contrôle des assemblages rivetés utilisée en aéronautique, cette méthode a permis de détecter des défauts à une profondeur de 20mm dans des assemblages amagnétiques.

Cependant, cette méthodologie présente quelques points faibles. Tout d'abord, nous avons fait appel à une grandeur intermédiaire (et utilisé une hypothèse: "La réponse d'un défaut est maximale lorsque la densité de courant injectée à la place présumée du défaut est maximum") avant de considérer le signal de mesure. Ensuite, la complexité nous a conduit à ne pas considérer l'optimisation de certains paramètres (hauteur de le bobine, nombre de spires) qui ont été fixés de manière arbitraire. De plus, nous avons choisi a priori un ordre dans l'optimisation des autres paramètres. Nous ne sommes pas en mesure d'affirmer qu'un autre choix donnerait le même résultat. Si nous voulons donc obtenir un dispositif encore plus performant, il faut effectuer une optimisation qui maximise directement la grandeur de mesure sans passer par l'intermédiaire des courants de Foucault et qui considère tous les paramètres simultanément.

8. Références bibliographiques.

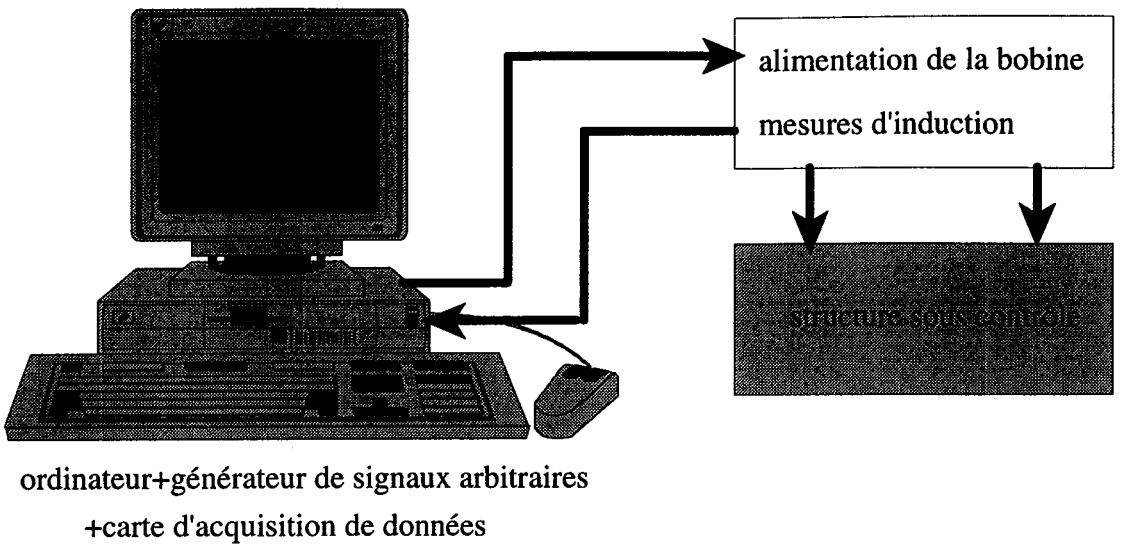
[THOL94a] F. Thollon, N. Burais, "Modelling and characterization of pulsed eddy current. Application to NDT of riveted assemblies in aeronautic structures," Second International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Leuven, Belgium, 18-20 may 1994.

[THOL94c] F. Thollon, B. Lebrun, N. Burais, Y. Jayet, "Eddy current NDT of installed fasteners in aircraft structures: simulation and experimental results," 6th ECNDT, Nice, France, 24-28 oct. 1994.

[THOL94d] F. Thollon, B. Lebrun, N. Burais, Y. Jayet, "Numerical and experimental study of eddy currents probesin NDT of structures with deep flaws", NDT International, sous presse.

CHAPITRE 5:

LE DISPOSITIF EXPERIMENTAL.



ordinateur+générateur de signaux arbitraires
+carte d'acquisition de données

figure 5.1: structure du dispositif expérimental.

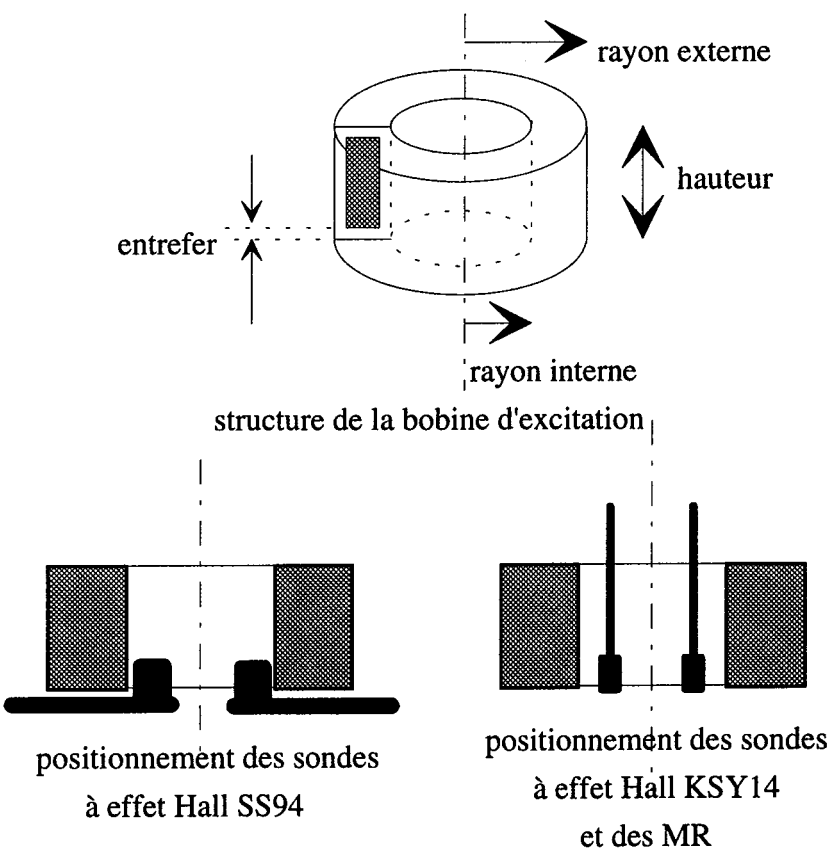


figure 5.2: structure des capteurs.

1. Introduction.

Pour tester et valider les outils décrits précédemment, il faut disposer d'un dispositif permettant d'injecter dans une bobine des courants d'intensité relativement importante et de forme arbitraire. Il n'existe pas de dispositif répondant à ces exigences. Nous avons donc été amené à définir et réaliser un ensemble expérimental complet (de la génération du signal aux éléments de mesure). Nous présentons dans ce chapitre les choix effectués.

2. Structure du dispositif expérimental.

La structure de la chaîne de mesure est représentée figure 5.1. Le choix d'un ordinateur comme élément central de la chaîne a été motivé par les raisons suivantes:

- la volonté de ne pas se limiter à quelques formes d'ondes pour l'étude des courants de foucault pulsés a conduit à choisir une carte de génération de signaux arbitraires directement implantée dans l'ordinateur. La forme des signaux est définie à l'aide d'un fichier ascii. Avec cette structure, on peut générer des signaux pouvant avoir jusqu'à 32000 points par séquence. Le pas entre deux points est au minimum de 200ns.

- avoir la possibilité de pouvoir effectuer des traitements numériques sur les données: l'acquisition des mesures se fera par l'intermédiaire d'une carte d'acquisition implantée dans l'ordinateur (12 bits, 8 entrées différentielles, fréquence d'échantillonnage maximale de 100kHz).

Le pilotage du générateur arbitraire, de la carte d'acquisition et le traitement des données se fera à l'aide d'un logiciel superviseur.

De plus, il a été décidé d'alimenter la bobine par l'intermédiaire d'une source de courant pour les raisons suivantes:

-) on veut s'affranchir des variations de la résistance de la bobine suite à des variations de température importantes qui apparaissent avec les signaux d'excitation que nous allons utiliser.

-) la grandeur à l'origine du phénomène est l'intensité dans la bobine d'excitation (théorème d'Ampère). Dans les logiciels de modélisation utilisés dans cette étude, c'est l'intensité qui est imposée et non la tension d'alimentation. On se place donc dans des conditions similaires.

3. Structure des capteurs.

3.1. Introduction.

La figure 5.2 donne la structure de tous les capteurs utilisés. La bobine est toujours cylindrique et définie par son rayon interne, sa hauteur et le nombre de spires la composant. La position des capteurs de champ va dépendre:

- de l'encombrement du capteur et la possibilité de le placer dans la bobine.
- de la composante de l'induction qu'on veut mesurer.

Les dimensions des bobines sont déterminées en fonction des résultats des simulations. Le choix des capteurs de champ est complexe et nécessite une étude particulière.

3.2. Capteurs de champ.

Compte-tenu de la bande de fréquences dans laquelle les tests vont être effectués ($f<2kHz$), une mesure directe de l'induction s'impose (et non la mesure de la dérivée de celle-ci). Il existe principalement deux principes physiques utilisés pour la conception des capteurs de champ nous intéressant:

- l'effet magnéto-résistif.
- l'effet Hall.

Il existe sur le marché un certain nombre de composants. Pour effectuer un choix, il faut prendre en compte les points suivants:

- l'étendue de mesure du capteur: c'est la plage de variations du mesurande dans laquelle le fonctionnement du capteur satisfait à des spécifications. Dans notre cas, plus l'étendue de mesure sera importante, plus on pourra utiliser des courants d'excitation importants.

- la sensibilité: elle est définie par le rapport de la variation de la mesure par la variation correspondante du mesurande autour d'un point de fonctionnement. Les variations induites par la présence d'un défaut étant extrêmement faibles par rapport au niveau d'induction, il faut utiliser des capteurs à très grande sensibilité.

- la linéarité: un capteur est linéaire si sa sensibilité est indépendante de la valeur du mesurande. Si on cherche à caractériser le défaut, on a intérêt à utiliser un capteur linéaire.

- la bande passante.

- la sensibilité aux grandeurs d'influence: température, autres composantes de l'induction.

3.2.1. Magnéto-résistances.

Ce sont des éléments constitués d'éléments dont la résistance dépend de la valeur de l'induction à laquelle ils sont soumis. On distingue deux types de composants ayant des propriétés différentes.

3.2.1.1. Magnéto-résistances monocouches (MR).

Ces composants utilisent les propriétés magnéto-résistives des alliages FeNi. La résistivité du matériau dépend du champ perpendiculaire au courant traversant le matériau (figure 5.3). on obtient ainsi des variations de résistance de 2 à 3%.

Pour obtenir un comportement linéaire, on utilise la structure "barber-pole" qui consiste à alterner des bandes d'aluminium de d'alliage magnétique, les bandes étant inclinées de 45° par rapport à la direction du courant (figure 5.4). C'est cette structure qu'on retrouve dans les magnéto-résistances de la famille KMZ (Philips).

La caractéristique de ces magnéto-résistances est représentée figure 5.5. On distingue une partie linéaire et une autre partie pour laquelle on peut avoir un signal nul, voire une inversion de signe du signal de mesure: c'est le phénomène de "flipping". Le composant a alors pour caractéristique celle représentée en pointillé figure 5.5.

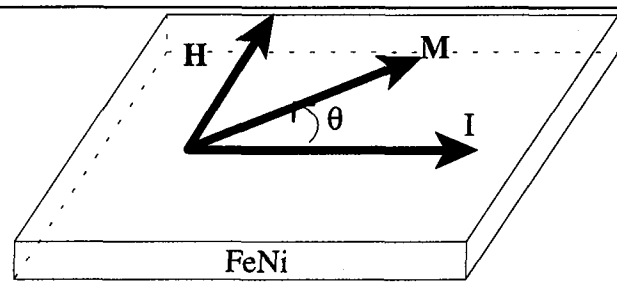


figure 5.3: principe des magnéto-résistances.

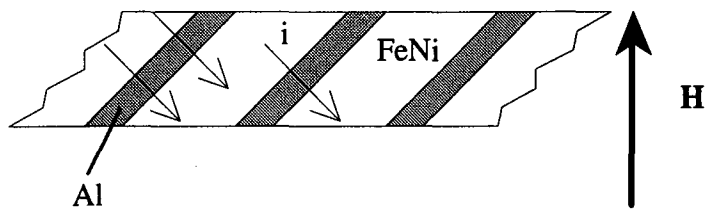


figure 5.4: structure "barber pole" des MR.

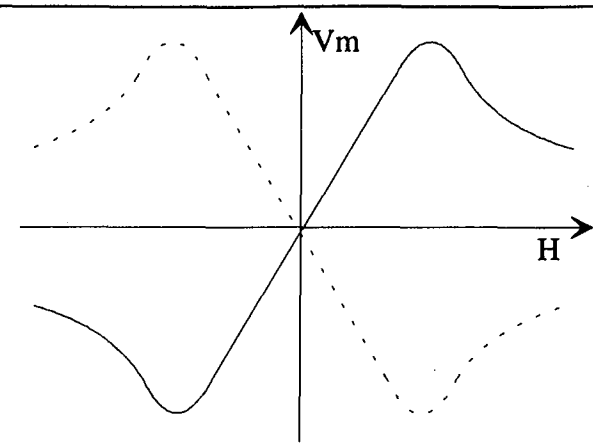


figure 5.5: caractéristiques des magnéto-résistances KMZ.

Dans ce qui précède, nous avons considéré que le champ magnétique était perpendiculaire à direction du courant . Si ce n'est pas le cas, la caractéristique du composant est modifiée de la manière suivante (figure 5.6):

- diminution de la sensibilité lorsque H_y augmente.

- augmentation de la plage de variation de H_x correspondant à un fonctionnement linéaire.

On peut donc dire que la sensibilité n'est pas constante lorsque le composant est soumis à un champ variable présentant deux composantes. L'exploitation des mesures sera donc délicate.

Les composants utilisés présentent les caractéristiques suivantes pour un champ H_y constant de 0.5kA/m:

étendue de mesure (FS) correspondant à un fonctionnement linéaire: ±0.5kA/m.

sensibilité: 13 à 19 mV/V/(kA/m).

linéarité: 4.0% FS.

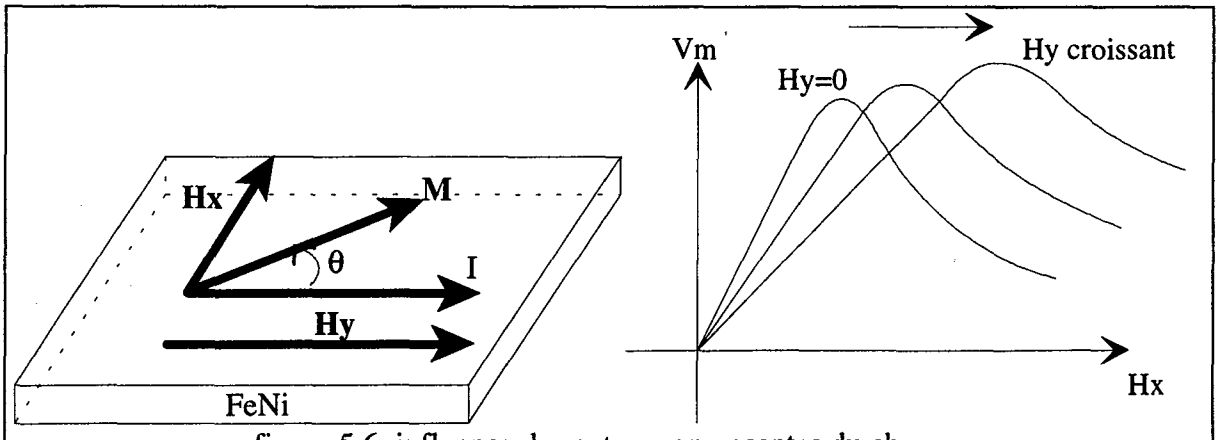


figure 5.6: influence des autres composantes du champ.

coefficient de température: 0.25%/K.

fréquence de travail: f<1MHz.

En conclusion, on peut lister les avantages et les inconvénients des MR:

- avantages: * bonne sensibilité.

* faible encombrement.

* grande bande passante.

- inconvénients: * étendue de mesure faible (risque de non-linéarité et de flipping).

* sensible à la température.

* extrêmement sensible à l'autre composante du champ.

Si on envisage de caractériser un défaut (profondeur, taille, ...) à l'aide de courants de Foucault pulsés, l'utilisation de ces composants entraînera un traitement très délicat des mesures pour aboutir à un diagnostic puisque, dans ce cas leur fonctionnement est forcément non linéaire. Par contre, elles peuvent être utilisées pour des excitations bas niveau (capteurs à double fonction et mesures d'induction en sinusoïdal).

Si on considère les KMZ de Philips, on a:

-) sensibilité: 133 V/T (valeur très importante).

-) étendue de mesure: 0.6mT . Cela correspond à une excitation maximale de 100 mA avec la bobine et les matériaux que nous utilisons.

-) possibilité d'avoir des composants mesurant la composante horizontale ou la composante verticale avec un encombrement réduit.

3.2.1.2. Autres magnéto-résistances .

Il existe d'autre technologie permettant d'obtenir des variations de résistance allant jusqu'à 50%, soit 20 fois plus que pour les magnéto-résistances précédentes. La structure de base est constituée essentiellement d'un sandwich d'argent et de nickel (figure 5.7) qui a donné le nom multicouches à ces composants.

On peut voir sur la figure 5.7 leur caractéristique. Elle a pour propriété de posséder une zone linéaire importante et d'être symétrique (effet "redresseur").

Malheureusement, il n'existe pas de composant commercialisé utilisant cette technologie. Il est intéressant de surveiller le développement de tel composant.

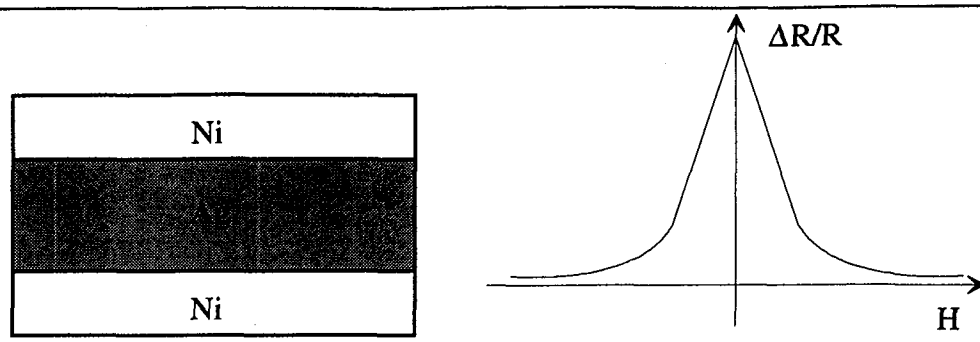


figure 5.7: systèmes multicouches.

3.2.2. Sondes à effet Hall.

La figure 5.8 représente la structure d'une sonde à effet Hall. Une pastille semi-conductrice traversée par un courant d'intensité I et placée dans une induction B dans une direction perpendiculaire à la direction du courant est le siège d'une différence de potentiel apparaissant sur les faces indiquées sur la figure 5.8 et ayant pour valeur:

$$V_H = K\,I\,B \qquad (5.7)$$

où K est une constante caractéristique de la pastille.

Le fonctionnement d'une sonde à effet Hall est donc parfaitement linéaire par construction.

Par contre, comme tout élément à semi-conducteur, il est très sensible à la température.

Pour des raisons pratiques (sondes pré-amplifiées, compensées en température), nous avons utilisé les capteurs SS94 (Honeywell):

-) sensibilité: 19 V/T.

-) étendue de mesure: 1 T.

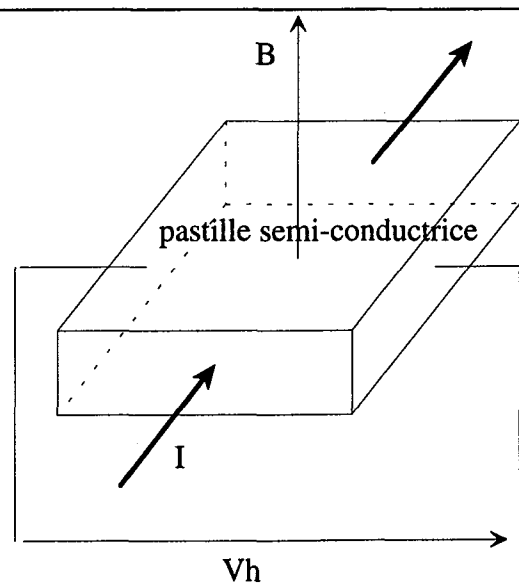


figure 5.8: principe des sondes à effet Hall.

	sonde effet Hall	M.R.
étendue de mesure	importante	faible
sensibilité	++	+++
linéarité	excellente.	sur un faible plage. risque de flipping
bande passante	1 Mhz	1 MHz
encombrement	SS94 Honeywell: important	KMZ ... Philips: faible
grandeurs d'influence	température.	température. autres composantes du champ.

tableau 5.1: comparatif des différents capteurs de champ.

-) encombrement important: avec cette famille de composants, nous ne pouvons mesurer que la composante verticale du champ pour des questions d'implantation dans la bobine.

3.2.3. Conclusions.

Le tableau 5.1 permet de comparer les deux types de capteurs retenus. Le principal inconvénient des magnéto-résistances est le phénomène de flipping qui modifie le signe de la réponse du capteur. Ce phénomène est trop pénalisant et ne peut être pris en compte dans l'instrumentation (un des étages importants dans un capteur différentiel est l'étage soustracteur qui deviendrait aléatoirement additionneur).

Le capteur développé comprendra donc uniquement des sondes à effet Hall SS94.

4. Interfaçage des sondes à effet Hall SS94.

La caractéristique des sondes à effet Hall utilisées montre qu'on a une tension $V_{cc}/2$ lorsque l'induction est nulle. Pour supprimer cette composante continue, nous avons décidé d'alimenter les capteurs entre +5V et -5V. Ceci permet de symétriser la caractéristique (figure 5.9).

Pour amplifier au maximum la différence des signaux provenant des deux sondes, nous avons été amenés à filtrer les signaux de mesures à cause de la présence de bruit. Pour cela, on utilise des filtres passe-bas d'ordre 5 à capacité commutée. La fréquence de coupure est réglée à 10kHz. Il est alors nécessaire d'adapter les signaux provenant des sondes par l'intermédiaire d'amplificateur d'instrumentation. On en profite pour amplifier le signal.

La figure 5.10 donne la structure de la carte d'interface réalisée. On dispose ainsi d'un amplificateur différentiel de gain 1000. Tous les amplificateurs utilisés sont des amplicateurs d'instrumentation type AD624 (fort taux de réjection de mode commun, très faible offset, très faible dérive en température, ...).

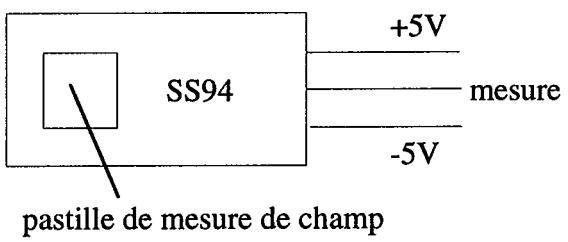


figure 5.9: suppression de la composante continue.

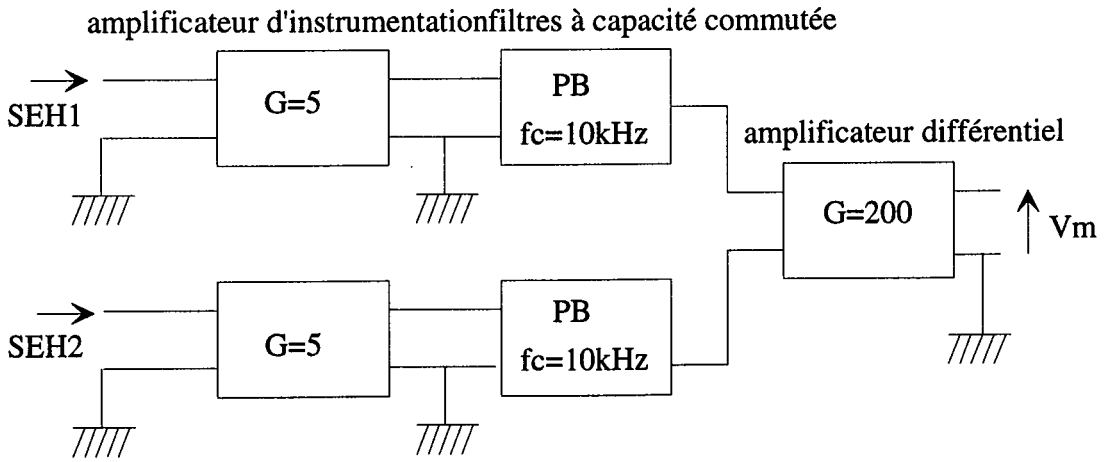


figure 5.10: interfaçage des sondes à effet Hall.

5. Dispositif d'excitation.

Le dispositif comprend deux éléments distincts:

- un générateur de signal.

- une interface de "puissance".

5.1. Générateur de signaux.

Pour avoir la possibilité de tester n'importe quel forme de signal, notre choix s'est porté sur un générateur de signaux arbitraires implanté directement dans un PC. Ses caractéristiques sont les suivantes:

- un convertisseur numérique analogique 12 bits.

- une mémoire de 32 000 valeurs: une fois chargée, cette mémoire permet au générateur de fournir le signal sans que l'unité centrale ait à intervenir.

- un pas minimum entre échantillons de 200 ns: ce pas permet de générer des sinusoïdes avec 100 points par période jusqu'à 50 kHz.

- la possibilité de travailler en monocoup, n coups (n lectures de la mémoire), ou en continu (lecture de la mémoire en continu sur un nombre fixé de points).

La génération du signal est extrêmement simple. Il suffit de créer un fichier ascii contenant la suite des valeurs des échantillons et de le charger dans la mémoire du générateur. L'aspect temporel est réglé en choisissant le pas d'échantillonnage.

5.2. Interface de puissance.

Partant du fait que les phénomènes électromagnétiques ont pour cause un courant (théorème d'Ampère), nous avons choisi d'alimenter la bobine d'excitation par une source de courant. Mis à part cette raison fondamentale, ce choix se justifie par les raisons suivantes:

- une alimentation en tension doit prendre en compte les propriétés de la bobine. Le courant ne sera connu que si on connaît la résistance et l'inductance de la bobine. Celles-ci dépendant des propriétés des matériaux testés, on ne peut pas travailler à courant imposé.

- les logiciels de modélisation travaillent à courant imposé.

La structure choisie est représentée figure 5.11. On utilise un circuit intégré linéaire (CIL) qui convertit la tension V_e en un courant $i=V_e/R$ dans la bobine. Ce CIL doit:

- pouvoir alimenter un circuit fortement inductif: L=1 mH, $R_B=7\Omega$.

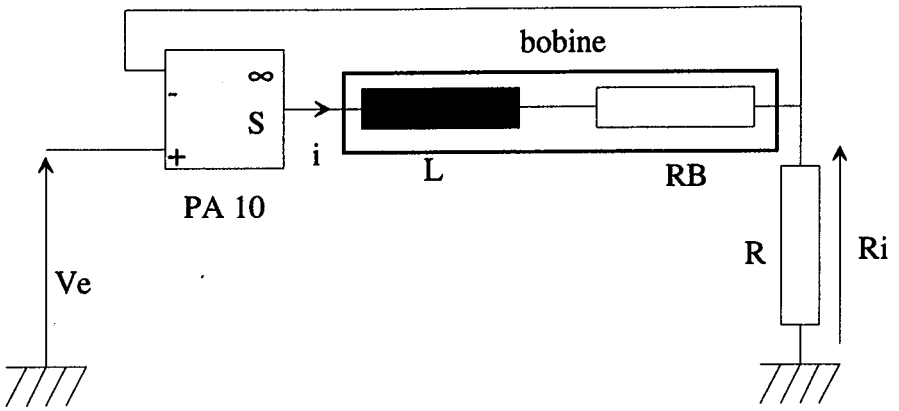


figure 5.11: générateur de courant.

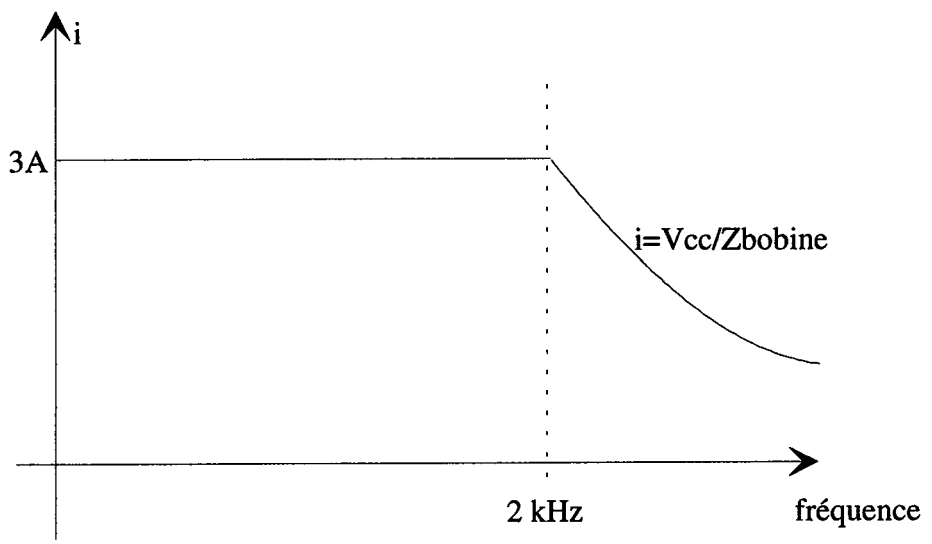


figure 5.12: caractéristique courant fréquence du générateur.

- pouvoir fournir une intensité crête de 3A jusqu'à 2kHz. Au-delà de 2kHz, on limitera cette intensité crête en fonction de la tension d'alimentation (figure 5.12). Dans ces conditions, les tensions d'alimentation du CIL doivent être au minimum de ±42V. On choisit alors une alimentation ±48V.

Notre choix s'est porté sur l'amplificateur PA10 (APEX) pouvant fournir 7 A sous ±50V dans la bande de fréquence qui nous intéresse. Ces amplificateurs sont conçus pour alimenter des charges fortement inductives ou capacitives. De plus, il dispose d'un dispositif de protection contre les surintensités programmable par résistance.

6. Conclusions.

Une instrumentation a été développée pour valider les méthodes mises au point à l'aide de la modélisation. Comme pour l'optimisation, nous avons considéré tous les éléments de la chaîne depuis la génération du signal d'excitation jusqu'à la mesure de l'induction.

Nous avons choisi d'alimenter la bobine en courant pour découpler la grandeur cause du phénomène physique (l'intensité) des propriétés physiques du dispositif (température, conductivité, perméabilité, ...). Le générateur de signal peut fournir des signaux jusqu'à 50 kHz. L'interface de puissance développé est parfaitement adapté à la structure que nous étudions.

Le "point faible" du dispositif est la mesure de champ. Il faut améliorer celle-ci en travaillant sur la taille des capteurs (miniaturisation) et sur leur rapport $\frac{\text{sensibilité}}{\text{étendue de mesure}}$. Le développement de composants spécifiques (pouvant comprendre plusieurs éléments de mesure intégrés sur un même composant) est indispensable pour améliorer les performances de la détection.

CHAPITRE 6:

OPTIMISATION AUTOMATIQUE.

1. Introduction.

Dans ce qui précède, une étude paramétrique nous a permis d'obtenir un dispositif à courants de foucault très performant. Cependant, la lourdeur de la méthode nous a conduits:

-) à mettre de côté l'optimisation de certains paramètres (largeur de la bobine d'excitation, nombre de spires, ...).

-) à adopter une démarche séquentielle privilégiant certains paramètres (détermination du rayon de la bobine avant celle du point de mesure). Le choix de la séquence ne joue-t-il pas un rôle prépondérant dans l'obtention de la solution optimale?

Il s'avère donc nécessaire de mettre au point une méthode d'optimisation répondant aux critères suivants:

-) prendre en compte tous les paramètres d'entrée sans notion de priorité.

-) utiliser des codes de calcul existants (aussi bien analytique qu'à éléments finis ou autre) sans modification majeure de ceux-ci.

-) nécessiter un minimum de travail de la part de l'utilisateur lorsque celui-ci veut optimiser une nouvelle configuration.

L'optimisation d'un dispositif à courant de foucault doit prendre en compte comme grandeurs d'entrée des données géométriques, physiques (conductivité, perméabilité, densité de courant, ...) et électriques (forme ou spectre du signal d'excitation). La diversité des problèmes rencontrés nous a poussés à abandonner les méthodes utilisant la notion de gradient car:

-) il faudrait écrire un nouveau code pour chaque nouvelle configuration.

-) le gradient n'est pas calculable dans tous les cas.

-) la méthode ne permet pas d'obtenir forcément l'extremum (aboutissement à un extremum local).

Nous avons donc décidé d'utiliser une méthode d'optimisation stochastique, un algorithme génétique qui répond aux trois critères précédemment cités. Dans ce chapitre, après une description de l'algorithme génétique, deux exemples seront présentés:

-) un utilisant un code de calcul analytique: mesure d'épaisseur de revêtement. Nous validerons ainsi la méthode.

-) un utilisant un code de calcul de champ par éléments finis (*FISSURE*): optimisation géométrique complète d'un capteur à courant de foucault en vue d'améliorer ses performances.

2. Principe de l'algorithme génétique.

Les algorithmes génétiques (GA) sont des algorithmes de recherche de maximum basés sur les mécanismes de sélection naturelle [GOLD92]. Ils agissent sur un ensemble de créatures artificielles qui représentent des configurations industrielles. Cet ensemble est appelé une population. Chaque créature ou individu la constituant est associé à une valeur d'une fonction, appelée fonction objectif, dont on veut obtenir la valeur maximum. Les GA utilisent uniquement cette fonction pour l'optimisation, en aucun cas sa dérivée. Les individus sont codés sous la forme d'une chaîne de longueur définie avec un alphabet particulier. Nous utiliserons l'alphabet binaire (0,1). Le nombre de caractères utilisés pour le codage défini la résolution sur chaque individu.

A partir d'une première population d'individus choisis de manière aléatoire, GA génère de nouveaux individus de telle sorte qu'ils soient plus "performants" que leurs prédécesseurs. GA utilise des outils tels que la reproduction, le croisement et la mutation. Ces outils sont basés sur des processus aléatoires. La reproduction est une opération dans laquelle la probabilité de survie d'un individu est liée à la valeur de la fonction objectif qui lui est associée. Le croisement et la mutation permettent d'introduire de manière aléatoire de nouvelles informations au niveau des individus et, ainsi, de tester de nouvelles configurations.

2.1. Reproduction.

Une nouvelle population est générée avec le même nombre d'individus. Soit f_j la valeur de la fonction objectif associée au $j^{ème}$ individu, f_{som} la somme des valeurs de cette fonction et f_{moy} sa valeur moyenne, on peut utiliser plusieurs procédures pour procéder à la reproduction:

- on utilise le rapport f_j/f_{som} pour réaliser une roulette pondérée où chaque individu occupe une surface proportionnelle au rapport précédent. Cette roulette est ensuite utilisée pour définir les individus participant à la prochaine population.

- on utilise le rapport f_j/f_{moy}. Dans un premier temps, on reproduit chaque individu

(partie entière(f_j/f_{moy})) fois. Puis, la population est complétée par tirage au sort en associant à chaque individu une probabilité p_{select}:

$$p_{select} = (f_j/f_{moy}\text{-partie entière}(f_j/f_{moy})) \quad (6.1)$$

La régulation du nombre de copies est particulièrement important pour des populations ayant peu d'individus. Il est habituel d'avoir quelques individus "extraordinaires" parmi un grand nombre d'individus "médiocres". Pour éviter une convergence prématurée due à un trop grand nombre de copies des individus extraordinaires, on peut effectuer une mise à l'échelle de la fonction objectif avant d'effectuer la reproduction. On peut utiliser par exemple une mise à l'échelle linéaire. La nouvelle fonction objectif f'_j s'écrit sous la forme:

$$f'_j = a \times f_j + b \quad (6.2)$$

avec $f'_{moy} = f_{moy}$ et $f'_{max} < f_{max}$.

a est choisi pour limiter l'influence des individus extraordinaires. Avant la mise à l'échelle, on peut utiliser une troncature sigma pour éliminer les individus vraiment "trop faibles":

$$f'_j = f_j - (f_{moy} - c\,\sigma) \quad (6.3)$$

où σ est l'écart-type de la fonction objectif. La constante c est choisie entre 1 et 3. Les résultats négatifs sont forcés à 0. On peut alors procéder à la mise à l'échelle linéaire.

2.2. Croisement.

Après la reproduction, les individus sélectionnés participent au processus de croisement. Tout d'abord, ils sont appairés au hasard. Puis, chaque paire est croisée avec une probabilité p_{crois}. Si le croisement doit avoir lieu, la position de celui-ci est sélectionnée de manière aléatoire. Si l est la longueur des chaînes représentant les individus et k la position du croisement, deux nouvelles chaînes sont créées en permutant tous les caractères situés entre la position k+1 et la position l. Par exemple, pour l=8 et k=4:

Avant croisement: $A=a_8a_7a_6a_5|a_4a_3a_2a_1$

$B=b_8b_7b_6b_5|b_4b_3b_2b_1$

Après croisement: $A'=a_8a_7a_6a_5b_4b_3b_2b_1$

$B'=b_8b_7b_6b_5a_4a_3a_2a_1$

2.3. Mutation.

La mutation est une altération aléatoire (dans le cas de caractère binaire, cela se traduira par une complémentation) de chaque caractère de toutes les chaînes constituant la population avec une probabilité p_{mut}. Par exemple, si le quatrième bit de la chaîne A doit être modifié, on obtient une nouvelle chaîne A':

Avant mutation: $A=a_8a_7a_6a_5|a_4|a_3a_2a_1$

Après mutation: $A'=a_8a_7a_6a_5|\overline{a_4}|a_3a_2a_1$

2.4. Comment fonctionne l'algorithme génétique?

Les effets de la reproduction, du croisement et de la mutation sur l'évolution de la population s'expliquent en utilisant la notion de schéma [HOLL92]. Un alphabet étendu est utilisé pour définir cette notion: (0,1,*) ou * est le caractère "indifférent". Les schémas sont créés à partir de cet alphabet. Un schéma correspond à une chaîne particulière si, pour chaque position, un 1 correspond à un 1, un 0 à un 0, un * soit à un 1 soit à un 0. Par exemple, le schéma H=1*1*0 correspond à quatre chaînes de longueur l=5:

{(10100),(10110),(11100),(11110)}

Tous les schémas ne sont pas équivalents. Certains sont plus spécifiques que d'autres. Pour comparer les différents schémas, on utilise deux propriétés: ordre du schéma et sa longueur définie.

L'ordre d'un schéma H appelé o(H) est le nombre de positions dont la valeur est déterminée. Dans l'exemple précédent o(H)=3.

H=1*1*0

1-2-3

La longueur définie appelée $\delta(H)$ est la distance séparant le premier et le dernier caractère définie dans la chaîne. Dans l'exemple précédent $\delta(H) = 5-1 = 4$.

H=1*1*0

1 5

GA travaille avec un grand nombre de schémas pour un nombre d'individus beaucoup plus petit.

2.4.1. Effet de la reproduction.

Supposons qu'à une génération G, il y a m(H,G) chaînes correspondant au schéma H. Si f(H) est la valeur moyenne de la fonction objectif pour tous les individus correspondant à H à la génération G, le nombre de chaînes correspondant à H à la génération G+1 est:

$$m(H,G+1)=m(H,G)\ f(H)/f_{moy}. \qquad (6.4)$$

Dans ces conditions, on peut voir que les schémas possédant une valeur moyenne plus grande que la valeur moyenne sur toute la population voient le nombre des chaînes correspondantes augmenter.

2.4.2. Effet du croisement.

La probabilité de survie d'une chaîne au processus de croisement s'exprime sous la forme:

$$p_{sc}=1\text{-}p_{crois}\frac{\delta(H)}{l-1}. \qquad (6.5)$$

2.4.3. Effet de la mutation.

La probabilité de survie d'une chaîne au processus de mutation s'exprime sous la forme:

$$p_{sm}=\geq (1-o(H))^{p_m} \approx 1\text{-}p_{mut}o(H) \qquad (6.6)$$

2.4.4. Nombre de copies.

Un schéma particulier H peut espérer un nombre de copies lors du processus de reproduction, croisement et mutation :

$$m(H,t+1) \geq m(H,t)\frac{f(H)}{f_{mean}}(1-p_{crois}\frac{\delta(H)}{l-1}\text{-}p_{mut}o(H)) \qquad (6.7)$$

Comme conclusion, on peut dire que des schémas courts, d'ordre faible, de valeur moyenne au-dessus de la valeur moyenne globale voient leur nombre grandir lors des générations successives.

2.5. Implémentation.

Pour optimiser une fonction objectif f(x) où x est un paramètre réel en utilisant GA, on doit d'abord coder ce paramètre. il faut définir un intervalle de variation $[x_{min}, x_{max}]$ et une

précision p. Le nombre de caractères nécessaires pour coder x est alors, pour un codage binaire:

$$l = \text{partie entière}\left(\log\left(\frac{x\,max - x\,min}{p} + 1 \right) / \log 2 \right) + 1. \qquad (6.8)$$

Pour une fonction $f(x_1,x_2,...x_n)$, le codage consiste à:

- coder comme précédemment chaque variable.

- construire les chaînes en concaténant les différents codes:

chaîne = $(code_1)$ $(code_2)$ ... $(code_n)$.

l_1 bits l_2 bits l_n bits

Comme GA agit sur les schémas et non sur les chaînes en tant que tel, l'ordre dans lequel les codages sont concaténés n'est pas important.

Après la génération d'une nouvelle population, les sous-chaînes correspondant à chaque paramètre sont décodées pour pouvoir calculer les nouvelles valeurs de la fonction objectif.

GA crée de nouvelles valeurs de paramètres qui se trouvent dans les intervalles spécifiés. Cependant, GA ne prend pas en compte les contraintes liant les différents paramètres. C'est pourquoi, après le décodage, on doit introduire ces contraintes avant de calculer la fonction objectif. Les méthodes suivantes peuvent être utilisées:

- on peut toujours calculer la fonction objectif: on associe une fonction de pénalité la fonction objectif pour chaque violation de contraintes.

- on ne peut pas toujours calculer la fonction objectif: il faut définir les paramètres prioritaires pour lesquels on conserve les valeurs fournies par le GA. Les valeurs des autres paramètres sont calculées en prenant en compte les contraintes. Une pénalité est ensuite appliquée à la fonction objectif.

La figure 6.1 donne une implémentation possible de l'algorithme génétique.

Cette méthode, bien que faisant intervenir des opérations aléatoires, a prouvé d'un point de vue pratique sa robustesse. Elle est très facile à implanter, ne nécessite que des modifications mineures sur les logiciels de résolution des équations de Maxwell (éléments finis, intégrales de frontière, analytique) et peut être très facilement adaptée à toute nouvelle configuration.

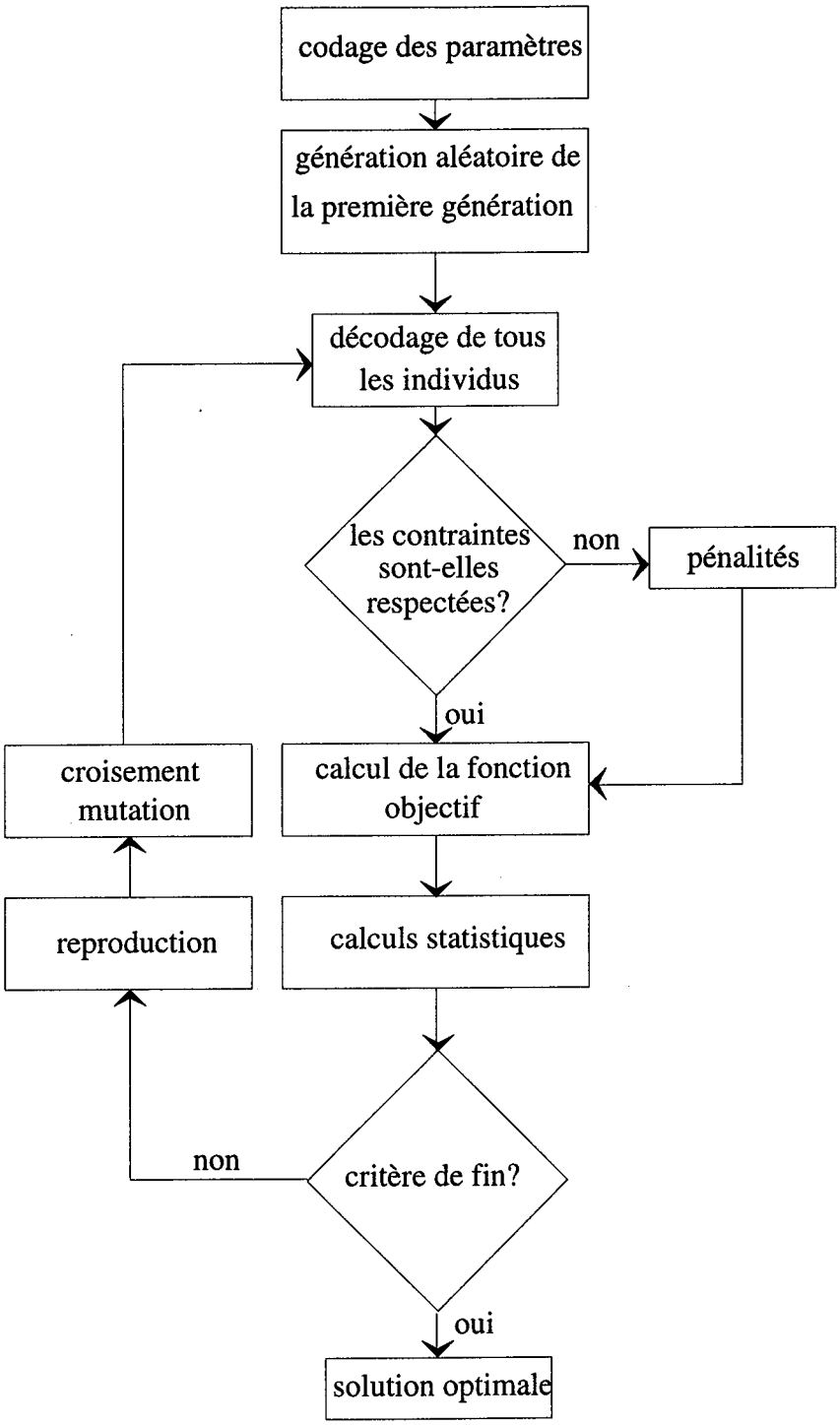


figure 6.1: implémentation de l'algorithme génétique.

3. Application de l'Algorithme Génétique à l'Evaluation Non Destructive : la mesure d'épaisseur de revêtement.

Cet algorithme est utilisé dans un premier temps pour la conception d'un capteur de mesure d'épaisseur de revêtement. La géométrie étudiée est simple et axisymétrique (une bobine au-dessus de deux matériaux)(figure 6.2). Dans ce cas, la résolution des équations de Maxwell peut se faire de manière analytique en utilisant les fonctions de Bessel [DODD68].

L'objectif est de déterminer, avec cet algorithme, deux paramètres géométriques du capteur (rayon R et largeur W) et la fréquence f du courant d'alimentation, afin d'obtenir des variations d'impédance les plus 'adaptées' en fonction de l'épaisseur du revêtement T.

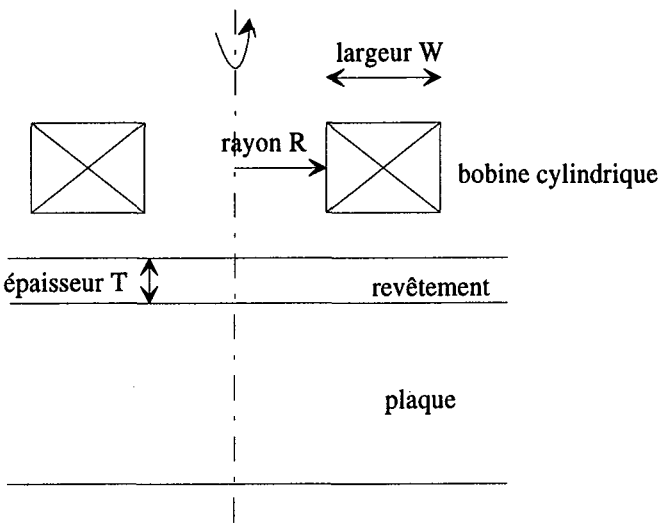


figure 6.2: mesure d'épaisseur.

La gamme de variation de T est connue : [0, Tmax]. Le signal (impédance) délivré par ce capteur 'optimal' doit présenter les caractéristiques suivantes :

- sensibilité la plus importante,
- variation la plus linéaire possible,

en fonction de T.

Toutefois, ces deux objectifs ne peuvent pas être atteints simultanément. Il faut donc trouver une fonction objectif qui prenne en compte ces deux critères avec des coefficients de pondération qui privilégient l'un ou l'autre en fonction d'autres critères (par exemple: électronique de mesure, traitement du signal).

Pour un ensemble de valeurs de R, W et f, l'impédance Z est calculée en fonction de

l'épaisseur T. Une régression linéaire est réalisée avec les valeurs obtenues. L'impédance linéarisée peut s'exprimer par :

$$Z_L = AxT + B \qquad (6.9)$$

Le coefficient A représente la valeur de la pente moyenne des variations d'impédance. La qualité de la régression est définie avec le coefficient d'inter-corrélation entre Z et Z_L :

$$CORR = \text{inter-corrélation } (Z,Z_L) \qquad (6.10)$$

Dans ces conditions, une fonction objectif est définie par :

$$fobj = |A| + k/(1 - CORR) \qquad (6.11)$$

où k est un coefficient choisi en fonction des variations de A et CORR. En outre, pour limiter l'influence du coefficient CORR, en particulier quand il est voisin de 1, nous imposons la contrainte suivante :

$$\text{si } CORR > CORRMAX \text{ alors } CORR = CORRMAX \qquad (6.12)$$

A titre d'exemple, pour un support magnétique (μr=100, σ=10^5 S/m), et un revêtement non magnétique (σ=1710^6 S/m), et une bobine de section 9 mm^2, la solution optimale obtenue avec k = 20, CORRMAX = 0.99, une population de 50 individus et 20 générations, est présentée dans le tableau 6.1. Ce calcul nécessite une heure de CPU sur une station de travail type HP9000 série 715. Un calcul avec k=30 ne permet pas d'obtenir une pente importante. Un autre calcul avec k = 10 privilégie trop la pente et il est très difficile d'obtenir le coefficient d'inter-corrélation souhaité.

Pour vérifier que la solution obtenue est voisine du maximum, des calculs sont réalisés en faisant varier les divers paramètres de 10 % autour des valeurs dites optimales. Le tableau 6.2 permet de vérifier que ces résultats et notre critère sont cohérents, et de conclure en outre que la fréquence et le rayon de la bobine sont les paramètres les plus importants. La figure 2 représente les variations d'impédance en fonction de l'épaisseur pour trois fréquences d'alimentation de la bobine.

Nous avons donc obtenu un capteur optimal qui correspond au critère choisi pour définir la fonction objectif. La qualité de la solution obtenue est très sensible aux valeurs des coefficients (dans ce cas k et CORRMAX) que nous avons introduits dans cette fonction objectif. La partie la plus importante du travail dans un tel problème est donc le choix d'une

"bonne" fonction objectif.

fopt	Ropt	Wopt	A	CORR
17600Hz	17.9mm	8.8mm	-95.9 Ω/m	0.99

Tableau 6.1: solution optimale.

	CORR	A (Ω/m)
solution optimale	0.99	-95.92
fopt-10%	0.9927	-82.24
fopt+10%	0.9869	109.66
Ropt-10%	0.9919	-83.20
Ropt+10%	0.9881	-108.6
Wopt-10%	0.9900	-92.1
Wopt+10%	0.9893	-97.2

Tableau 6.2: variations autour du maximum.

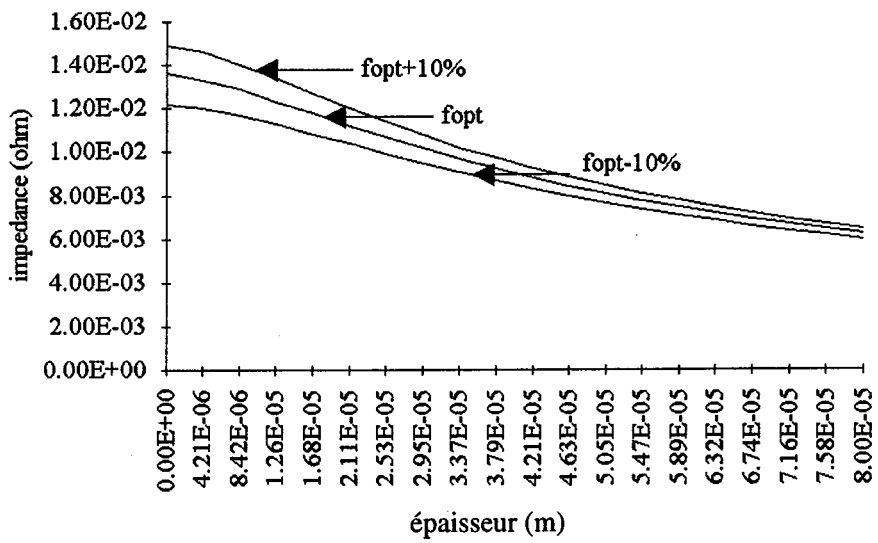


figure 6.3: influence de la fréquence.

4. Couplage de la méthode avec FISSURE.

4.1. Présentation du logiciel.

Les variations très faibles de ces grandeurs magnétiques en CND ou END imposent une structure particulière du logiciel. Pour minimiser l'influence du maillage par éléments finis sur la réponse du capteur, le maillage n'est réalisé automatiquement qu'une seule fois en tenant compte des modifications qui peuvent intervenir sur la géométrie. Par exemple, si la variation du rayon du capteur doit être simulée, le domaine de résolution inclut toutes les positions correspondant aux différents rayons simulés. A une étape donnée, un bobinage de rayon fixé est simulé en imposant les propriétés physiques (conductivité électrique, perméabilité, densité de courant) aux éléments finis correspondants. Tous les calculs sont effectués deux fois : avec et sans défaut, afin d'obtenir directement l'impédance en valeurs absolue et différentielle. Les deux opérations sont simplement effectuées en attribuant à la zone correspondant au défaut une fois les propriétés du matériau environnant le défaut (calcul sans défaut), une autre fois une conductivité nulle (calcul avec défaut). La différence entre les deux solutions est particulièrement importante pour caractériser les performances du capteur simulé.

4.2. Implantation de l'optimisation dans le logiciel de CAO [THOL94b].

L'algorithme génétique a été implanté précédemment avec succès dans un logiciel d'Equations Intégrales pour l'optimisation de dispositifs électrostatiques en Génie Electrique [VASC94a] [VASC94b].

Cet algorithme a donc été introduit dans le logiciel FISSURE, pour optimiser des systèmes électromagnétiques, et en particulier des capteurs à courant de foucault.

Pour l'optimisation géométrique, par exemple, du bobinage du capteur, une zone spécifique est définie dans le domaine d'étude et subdivisée en petites sous-zones rectangulaires appelées milieux (fig. 6.4). Le procédé d'optimisation peut imposer séparément sur chacun de ces milieux, les propriétés physiques adéquates afin de simuler la présence ou l'absence d'une spire du bobinage. Ainsi, des déplacements de la bobine ou les modifications de ses dimensions peuvent être simulés dans le cadre de cette zone spécifique, qui définit

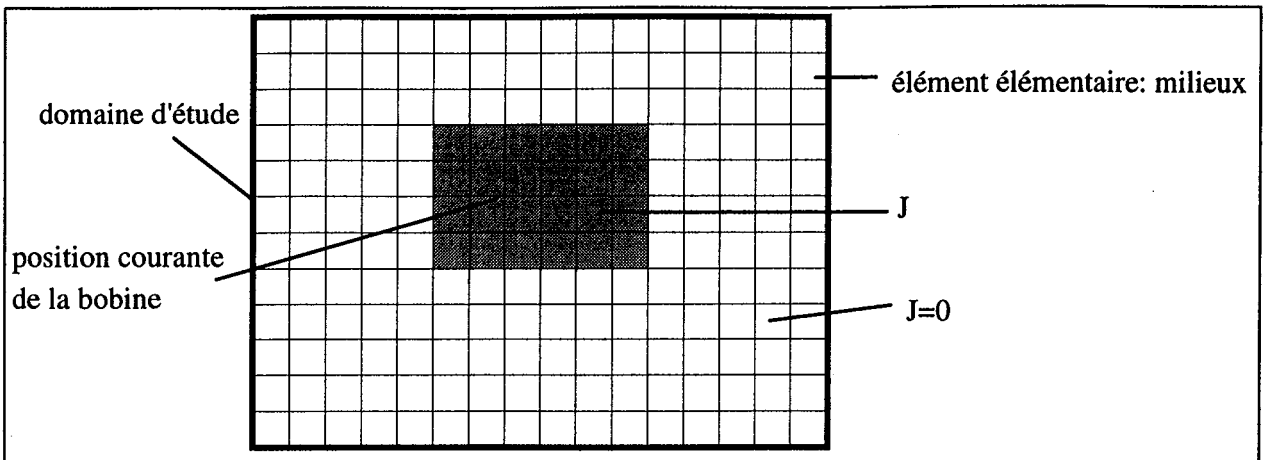


figure 6.4: représentation d'une zone d'optimisation.

implicitement les limites de variations de ces paramètres géométriques. Le maillage par Eléments Finis est réalisé une seule fois en tenant compte de la présence de tous ces milieux fictifs. Cette méthode implique un maillage avec un plus grand nombre de noeuds, mais permet de minimiser les erreurs introduites par la méthode numérique utilisée.

Diverses grandeurs électromagnétiques sont calculées pendant le processus d'optimisation: l'induction magnétique, le flux magnétique et la tension aux bornes d'un bobinage fixe ou d'un bobinage en cours d'optimisation.

Dans le logiciel, à chaque étape de l'optimisation, des valeurs sont imposées automatiquement aux grandeurs géométriques et à la fréquence. Les grandeurs électromagnétiques sont obtenues à partir de la résolution des équations de Maxwell par la méthode des Eléments Finis. La fonction objectif est alors calculée à partir de ces grandeurs et analysée par le logiciel à chaque étape. Le processus d'optimisation est poursuivi pour un nombre choisi d'individus et de générations.

4.3. Application du logiciel au Contrôle Non Destructif : optimisation d'un capteur pour la détection de fissures.

Ce logiciel a été utilisé pour l'optimisation automatique du capteur par courants de foucault de contrôle d'assemblages rivetés d'aéronautique. La structure classique est rappelée figure 6.4.

Pour cela, les paramètres à optimiser pour un nombre de spires fixé sont les suivants :

- le rayon de la bobine,

- la fréquence du courant d'alimentation.

La fonction objectif sera donc définie par :

$$fobj = \left| \frac{\text{induction sans défaut} - \text{induction avec défaut}}{\text{nombre de spires}} \right| \qquad (6.13)$$

où l'induction est calculée en un point optimum (voir chapitre 4).

L'optimisation du bobinage est réalisée en créant une zone spécifique dans le domaine de résolution des équations de Maxwell (figure 6.4). Celle-ci est divisée en petits rectangles dont les dimensions dépendent de la section des fils utilisés. La simulation de la présence ou de l'absence d'une spire à un emplacement donné est réalisée en imposant une densité de courant non nulle ou nulle. Toutefois, il faut tenir compte des contraintes de réalisation industrielles :

- le bobinage doit avoir une section simple (rectangulaire), Le nombre de spires nh suivant l'horizontale est déterminé en premier. Puis, le logiciel calcule le nombre de spires suivant la verticale nv afin d'obtenir le nombre total souhaité.

- le bobinage doit se trouver dans la zone d'optimisation. Si l'algorithme donne des dimensions ou positions du bobinage incompatibles avec cette zone, nous pouvons, par exemple :

- garder la valeur du rayon,

- calculer l'épaisseur en tenant compte des contraintes d'encombrement,

- appliquer une pénalité à la fonction objectif pour diminuer la probabilité de survie de cette solution.

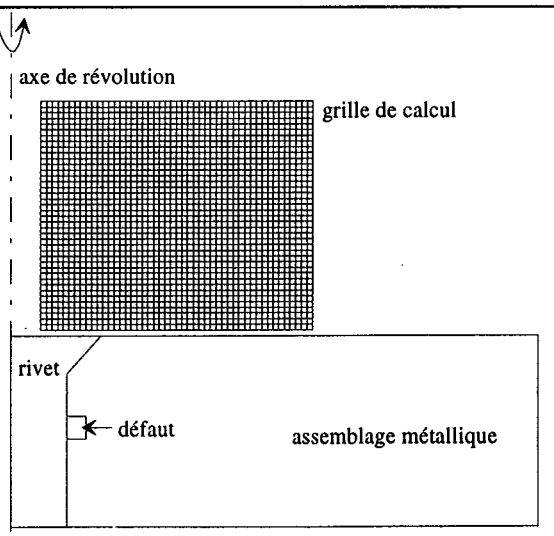


figure 6.5: assemblage riveté.

cette solution.

Les figures 6.4 et 6.6 représentent les 'meilleurs' bobinages obtenus automatiquement et correspondant à des défauts situés à 5 mm et 10 mm de profondeur. Les fréquences optimales sont respectivement 1100 Hz et 273 Hz. Ces résultats sont en accord avec les caractéristiques bien connues des méthodes de contrôle basées sur les courants de foucault (voir chapitre 1). Plus le défaut est profond, plus la fréquence doit être faible, et plus le rayon de la bobine doit être important. L'usage d'un bobinage de type pancake est indispensable pour la détection des défauts profonds.

Ce capteur avait été précédemment optimisé 'manuellement' avec le logiciel FISSURE. Le tableau 6.3 montre la sensibilité des différents bobinages et l'apport de l'optimisation automatique.

On constate une amélioration très nette des performances.

	défaut à 5mm	défaut à 10mm
bobine existante	$4.38\ 10^{-8}$	$1.50\ 10^{-9}$
bobine optimisée	$4.91\ 10^{-8}$	$2.55\ 10^{-9}$
amélioration	12%	70%

Tableau 6.3: sensibilité de la bobine (T/Atours)

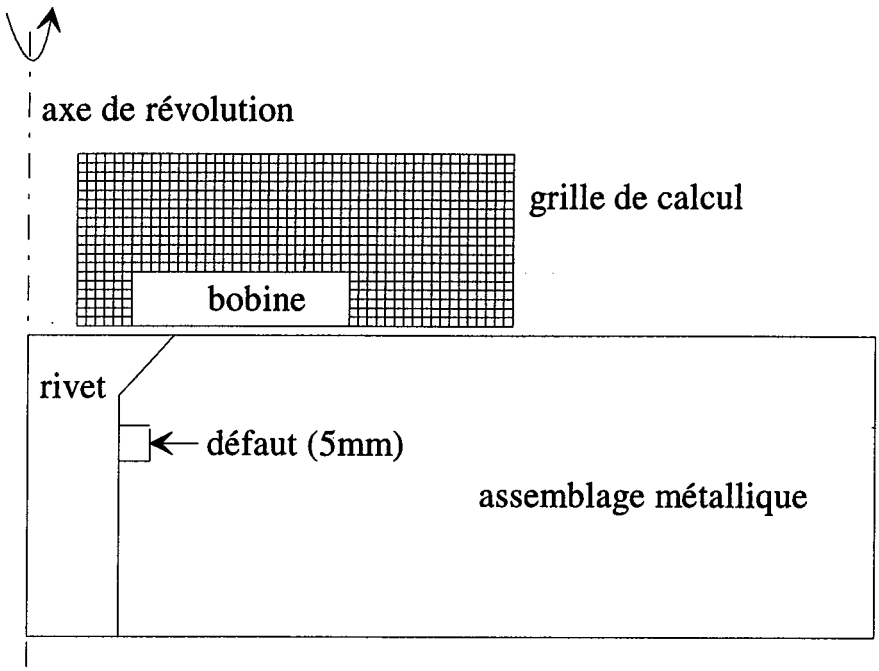


figure 6.6: bobine optimale pour un défaut à 5mm.

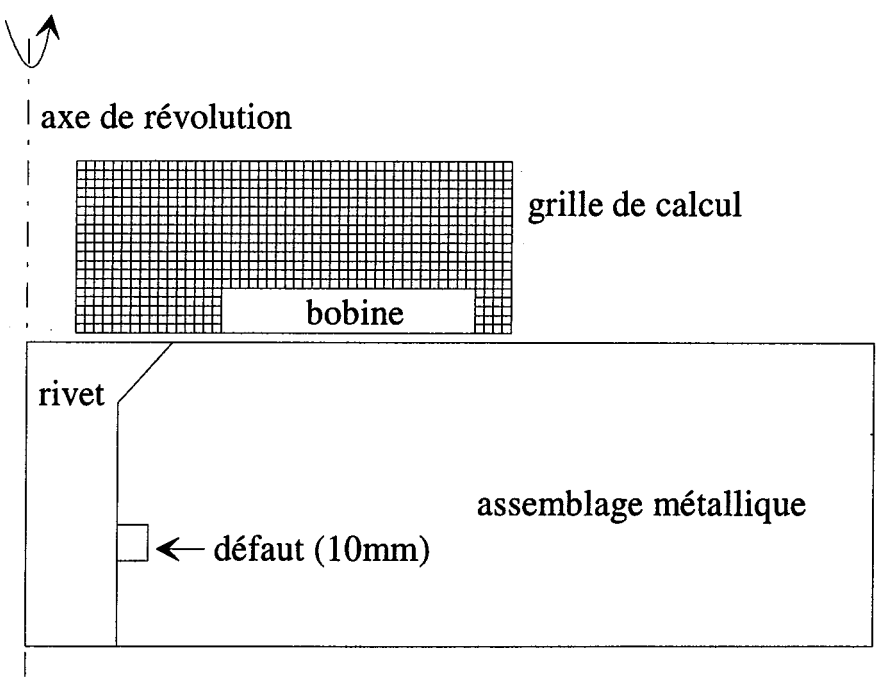


figure 6.6: bobine optimale pour un défaut à 10mm.

5. Conclusion.

Un algorithme génétique a été implanté dans FISSURE pour la conception de capteurs par courants de foucault pour le CND et l'END. Les premiers résultats montrent que cette méthode est particulière intéressante pour les applications industrielles. Les dimensions des capteurs et la fréquence d'alimentation sont obtenues automatiquement, ce qui permet de concevoir des capteurs plus performants que ceux existant actuellement. Il faut toutefois noter qu'on ne sait pas encore si un capteur optimisé par cette technique présente LA MEILLEURE réponse possible. D'autres tests sont en cours pour fiabiliser à 100 % cette méthode numérique en vue d'une utilisation industrielle systématique. Un des avantages de cette méthode est son implantation facile dans des logiciels existants. En particulier, la méthode des éléments finis utilisées dans le logiciel de CAO n'a pas à être modifiée. Le seul travail de l'utilisateur est d'écrire quelques lignes de programmation afin de définir les paramètres à optimiser, la fonction objectif et les contraintes. La principale difficulté réside dans le choix d'une "bonne" fonction objectif.

Cette méthode peut être facilement généralisable à une optimisation complète du dispositif de détection par courants de foucault. Les points à prendre en compte dans un avenir très proche sont:

-) l'optimisation du spectre du signal d'excitation.

-) l'optimisation du nombre de spires de la bobine prenant en compte les problèmes thermiques (échauffement de la bobine) et électriques (limitations liées à la source d'alimentation).

6. Références bibliographiques.

[LORD90] W. Lord, R. Palanisamy ,"Development of theoretical models for Non Destructive Testing eddy current phenomena," NDT International, vol 23, n° 1, pp.11-18, Feb. 1990.

[THOL93a] F.Thollon, B. Lebrun, N. Burais, Y. Jayet, "Caractérisation par simulation numérique de capteurs à courants de foucault. Application à la détection de défauts profonds," Revue pratique de contrôle industriel, supplément au numéro 182, oct 1993, pp 30-36.

[GOLD92] D.E. Goldberg, Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning, Addison-Wesley, 1992.

[HOLL92] J.H. Holland, Adaptation in natural and artificial Systems, MIT Press 1992.

[DODD68] C.V. Dodd, W.E. Deeds,"Analitycal solutions to eddy current probe coil problems," Journal of Applied Physics, vol 39, n°6, may 1968.

[VASC94a] J.A. Vasconcelos, L. Krähenbühl, A. Nicolas, "Optimization of insulator using a genetic algorithm," Second International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Leuven, Belgium, may 1994.

[VASC94b] J.A. Vasconcelos, L. Krähenbühl, A. Nicolas, "Design optimization ising the BEM coupled with genetic algorithm," IEE Proceedings CEM'94, Nottingham, U.K., 3-5 may 1994.

[THOL94a] F. Thollon, N. Burais, "Modelling and characterization of pulsed eddy current. Application to NDT of riveted assemblies in aeronautic structures," Second International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Leuven, Belgium, 18-20 may 1994.

[THOL94c] F. Thollon, B. Lebrun, N. Burais, Y. Jayet, "Eddy current NDT of installed fasteners in aircraft structures: simulation and experimental results," 6th ECNDT, Nice, France, 24-28 oct. 1994.

[THOL94b] F. Thollon, N. Burais, "Geometrical optimization of sensors for NDT and NDE," CEFC'94, Aix les Bains, Juillet 1994.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.

Conclusion.

L'utilisation de la modélisation a donc permis de créer un dispositif de contrôle non destructif par courants de Foucault dont les performances sont largement supérieures à ceux actuellement disponibles.

Nous avons à notre disposition des logiciels 2D et 3D qui permettent d'atteindre des objectifs différents mais complémentaires.

La modélisation 3D (avec le logiciel *FLUX3D*) conduit à une connaissance locale de la perturbation des courants de Foucault par un défaut. Le choix d'une formulation adaptée à la structure étudiée est primordiale et se fait en fonction d'un compromis temps de calcul-précision. La déformation des lignes de courant doit permettre de définir l'évolution des différentes composantes de l'induction en surface de la pièce et à l'aplomb du défaut. Malheureusement, nous ne pouvons envisager une utilisation systématique (tout au moins à l'heure actuelle) de ce type de logiciel pour optimiser un dispositif en raison des temps de calcul très importants.

L'utilisation d'un logiciel 2D (en l'occurrence *FISSURE*) s'avère donc incontournable pour définir un capteur "optimal". Nous avons comparé les résultats fournis par les deux logiciels. Sur des configurations axisymétriques, il y a une très bonne concordance des résultats. La comparaison entre un défaut "réel" et un défaut axisymétrique a montré que, pour le dispositif testé et la méthode de mesure choisie, les résultats fournis par une simulation 2D sont plus faibles que ceux fournis par une simulation 3D. Ceci a d'ailleurs été confirmé expérimentalement. On peut donc utiliser systématiquement *FISSURE* pour optimiser les capteurs, sachant bien que les résultats obtenus dans des conditions bien définies sont plus faibles que dans la réalité.

Nous avons confirmé que les courants de Foucault sinusoïdaux ne permettent pas de détecter les défauts aux profondeurs visées. Il est donc nécessaire d'utiliser des courants de Foucault pulsés. Dans un premier temps, on définit des grandeurs caractérisant ces courants, l'objectif étant de les maximiser à l'emplacement du défaut. Nous avons choisi une approche énergétique et défini ainsi des paramètres permettant de décrire la répartition des courants dans le volume. Puis, le rayon moyen de la bobine, la place des capteurs d'induction et leur position et la forme du signal d'excitation ont été déterminés pour obtenir un "signal de

défaut" aussi grand que possible. A chaque étape, une validation expérimentale a été effectuée et, finalement un défaut 5 mm x 5 mm a pu être détecté à 20 mm de profondeur dans de l'aluminium. De plus, une méthode de caractérisation des défauts a été proposée. Nous avons mis en évidence l'importance du choix des paramètres décrivant les défauts sur la manière d'effectuer cette caractérisation (nombre de mesures).

Les points faibles de la méthode précédente (utilisation d'hypothèses intermédiaires, démarche séquentielle dans l'optimisation des paramètres, paramètres non pris en compte) ont ensuite été éliminés en utilisant une méthode d'optimisation automatique maximisant directement la grandeur de mesure et en considérant simultanément tous les paramètres. L'utilisateur n'a qu'à définir la géométrie de la structure, les valeurs extrêmes des paramètres à optimiser et la grandeur à maximiser (dans notre cas, la réponse du capteur). Le logiciel se charge de créer différentes configurations et de les comparer sans intervention de l'utilisateur. La méthode basée sur un algorithme génétique a été implantée dans le logiciel d'éléments finis *FISSURE*. Elle s'avère très performante puisqu'on obtient des capteurs plus sensibles que ceux obtenus dans la phase précédente. De plus, elle allège considérablement le travail puisque les différentes géométries et les différents signaux sont générés automatiquement.

Perspectives.

Nous avons donc ouvert de nouvelles portes grâce à la modélisation. Il reste cependant un grand nombre de problèmes à résoudre avant d'aboutir à un dispositif de caractérisation des défauts pouvant fonctionner en milieu industriel. L'obtention d'un tel dispositif peut se faire en travaillant sur trois points.

Amélioration de la connaissance des courants de Foucault.

Il faut continuer à exploiter les logiciels 3D en explorant de nouvelles formulations et de nouvelles conditions d'interface. Il faut affiner notre connaissance de l'interaction défaut-courants de Foucault et étudier les conséquences de la déformation des lignes de courant sur les grandeurs locales (comme l'induction en surface à l'aplomb du défaut). Ceci nécessite un nombre important de calculs pour différentes tailles (hauteur et largeur) de défauts. Cet outil peut aussi nous permettre de connaître le comportement du dispositif pour des structures purement tri-dimensinnelles (influence du bord d'une pièce, décentrement du capteur, ...).

Amélioration de la stratégie de détection.

La détection doit prendre en compte systématiquement les grandeurs perturbatrices (lift-off, défauts géométriques de l'assemblage, ...). Il faut donc affiner la méthode de mesure pour fournir des informations plus précises et plus complètes aux outils de traitement du signal. Grâce à celles-ci, nous devrions pouvoir faire une caractérisation plus fine du défaut et faire la différence entre les paramètres.

Amélioration de l'optimisation automatique.

La méthode utilisée permet d'envisager une optimisation globale du dispositif, c'est à dire celle prenant aussi en compte les problèmes thermiques et électriques au niveau de la bobine d'excitation. L'objectif est donc de définir le nombre de spires et le niveau maximal de l'intensité d'excitation permettant d'avoir un signal de défaut aussi grand que possible tout en prenant en compte la dissipation thermique du bobinage et les limites liées aux tensions d'alimentation du dispositif.

En tenant compte des résultats déjà atteints (détection d'un défaut à 20 mm de profondeur dans de l'aluminium), ces perspectives laissent présager une augmentation des performances des capteurs à courants de Foucault, peut-être en terme de détection à plus grande profondeur, mais surtout en terme de caractérisation de défaut.

BIBLIOGRAPHIE.

[ALLEN83] Allen B.L., Lord W., " Finite element modeling of pulsed eddy-current. ", review in progress in quantitative NDE, Vol 3, 1983 Santa-Cruz, pp 561-568.

[BECK86a] Becker R.,Betzold K., Boness K.D., Collins R., Holt C.C., Simkin J., " The modelling of electrical current NDT methods its application to weld testing (part 1) ", British Journal of NDT, sept 1986, pp. 286-294.

[BECK86b] Becker R.,Betzold K., Boness K.D., Collins R., Holt C.C., Simkin J., " The modelling of electrical current NDT methods its application to weld testing (part 2) ", British Journal of NDT, sept 1986, pp. 361-370.

[BEISS84] Beissner R.E., Sablik M.J., " Theory of eddy-currents induced by a non-symmetric coil above a conducting half-space. ", Journal of applied physics 56 (2), july 84, pp448-454.

[BEISS86] Beissner R.E., " Boundary element model of eddy-current flaw detection in three dimensions. ", Journal of applied physics 60 (1), july 86, pp 352-356.

[BIRO89] 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, vol. 25, n°4, july 1989, pp 3145-3159.

[BIRO90] Biro O., Preis K., " Finite element analysis of 3D eddy currents", IEEE Transactions on magnetics, vol. 26, n°2, march 1990, pp 418-423.

[BOWL90] Bowler J.R., Jenkins S.A., " Validation of three dimensional eddy-current probe-flaw interaction model using analytical results ", IEEE transactions on magnetics, Vol 26, n°5, sept 90, pp 2085-2088.

[CAPO90] Capobianco T.E., Splett T.D., Iyer H.K., " Eddy current probe sensitivity as a function of coil construction parameters. ", Res. non destructive evaluation (1990) 2, pp 169-186.

[CHAN68] Chan S.B., Waidelich D.L., " The penetration of concentrated pulsed electromagnetic fields into a conductor.", 12th metallurgical congress on nondestructive testing and control in the field of nuclear metallurgy and technology, Saclay, june 68, pp 111-117.

[COX69] Cox C.W., Renken C.J., "The use of the conducting mask in pulsed electromagnetic testing ", Apr 69.

[CROS85] Crostack H.A., Nehring J., " Development and application of pulsed eddy current testing using CS technique", Proc. of the 11th world conference on NDT, Las Vegas, USA, nov. 1985, pp 208-215.

[DAI91] Dai X.W., Ludwig R., " Analytical validation of the numerical modeling of pulsed eddy-current phenomena for non-destructive evaluation applications. ", Electrosoft, 1991, Vol 2, pp 186-204.

[DEEDS78] Deeds W.E., "A comparison of multiple frequency and pulsed eddy current techniques", Proc. of the 5th annual review of progress in quantitative NDE, Lajolla, USA, 1978, pp 117-119.

[DEEDS81] Deeds W.E., Lord C.V., " Determination of multiple properties with multiple eddy current measurements", International advances in NDT, 1981, vol. 8, pp 317-333.

[DODD68] C.V. Dodd, W.E. Deeds,"Analitycal solutions to eddy current probe coil problems," *Journal of Applied Physics*, vol 39, n°6, may 1968.

[DODD69] Dodd C.V., Deeds W.E., Luquire J.W., " Integral solutions to some eddy currents problems." Internatinal Journal of non Destructive Testing.", 1969, Vol. 1, pp 29-90.

[DOHER83] Doherty J.E., Beissner R.E., Jolly W.D., " Pulsed eddy current flaw detection and characterization. ", Review of progress in quantitative nondestructive evaluation, Vol 3B, proceedings of the 10th annual review, Santa-Cruz, aug 83, pp 1349-1357.

[ELSB86] Elsberry R.T., Bailey D.M., " Characterization of shielded eddy current probes.", Materials Evaluation,Vol 44, july 86, pp 984-988.

[FISH85] Fisher J.L., Beissner R.E., Doherty J.E., " Effect of crack depth on pulsed eddy currents. ", 15th symposium on nondestructive evaluation, San-Antonio, apr 85, pp 21-26.

[GOLD92] D.E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning*, Addison-Wesley, 1992.

[HAGE84] Hagemaier D.J., " Application of eddy current impedance plane testing ", Materials Evaluation,Vol 42, Jul 84, pp. 1035-1040.

[HAGE85] Hagemaier D.J., " Eddy current standart depth of penetration ", Materials Evaluation,Vol 43, Oct 85, pp. 1438-1441.

[HAGE88] Hagemaier D.J., Bates B., Steinberg A., " On-aircraft eddy current subsurface crack inspection ", Materials Evaluation,Vol 46, Mar 88.

[HOLL92] J.H. Holland, *Adaptation in natural and artificial Systems*, MIT Press 1992.

[HWANG75] Hwang J.H., Lord W., " Finite element modeling of magnetic field defect interactions. ", journal of testing and evaluation, vol 3, n°1, jan 75, pp 21-25.

[IDA88] Ida N., " Alternative approaches to the numerical calculation of impedance ", NDT international, Vol 21, Feb 88, pp. 27-35.

[JUDD84] Judd T.W., " An eddy current inspection system using signal correlation to improve signal-to-noise ratio ", Materials Evaluation,Vol 42, Oct 84, pp. 1384-1388.

[LEWIS92] Lewis A.M.," A theorical model of the response of an eddy-current probe to a surface breaking metal fatigue crack in a flat test piece. ", Journal of applied physics n°25 (1992), pp 319-326.

[LINCH91] Lynch D.J., Mahmood A., Philip L.D., Nguyen Q.H., " A normalization scheme for comparing eddy-current differentiel probe signals using a finite element formulation. ", Res. non-destructive evaluation (1991) 3, pp 221-234.

[LORD81] Lord W., Palanisamy R., " Development of theorical models for non-destructive testing eddy-current phenomena. ", Birnbaum G.B., Free G. (eds), American Society for Testing and Materials, 1981, pp 5-21.

[LORD90a] Lord W., Nath S., Shin Y.K., You Z., " Electromagnetic methods of defect detection ", IEEE transactions on magnetics, Vol 26, n°5, sept 90, pp 2070-2075.

[LORD90b] W. Lord, R. Palanisamy ,"Development of theoretical models for Non Destructive Testing eddy current phenomena," *NDT International,* vol 23, n° 1, pp.11-18, Feb. 1990.

[MANSIR86] Mansir H., " Contrôle non destructif : modélisation des phénomènes électromagnétiques, caractérisation des défauts et optimisation des capteurs.", Thèse Ecole Centrale de Lyon, 1986.

[MOTT90] Mottl Z., " The quantitative relations between true and standart depth of penetration for air-cored probe coils in eddy current testing. ", NDT International, Vol 23, n° 1, feb 90, pp 11-18.

[NAKA88] Nakata T., Takahashi N., Fujiwara K., "Physical meaning of gradf in eddy current analysis using magnetic vector potentials", IEEE Transactions on magnetics, vol. 24, n°1, january 1988, pp 178-181.

[NEHR83] Nehring J., Crostack H.A., " Application of pulsed eddy-current testing using CS technique. ", Proc. 6th International Conference on NDE in the Nuclear Industry, Zurich, 1983, pp 623-629.

[PALA79] Palanisamy R., Lord W., " Finite element modeling of electromagnetic NDT phenomena. ", IEEE transactions on magnetics, vol mag-15, n°6, nov 79, pp 1479-1481.

[PALA81] Palanisamy R., Lord W., " Finite element simulation of support plate and tube defect eddy-current signals in steam generator NDT. ", materials evaluation, n°39, june 81, pp 651-655.

[PHIL91] Philip L.D., Nguyen Q.H.,Derkacht D.D., Lynch D.J., Mahmood A., " Exact first order finite element modeling for eddy-current NDE. ", Res. non-destructive evaluation (1991) 3, pp 235-253.

[RENH90] Renhart W., Magele C.A., " The treatment of cracks in NDT problems using FEM ", IEEE transactions on magnetics, Vol 26, n°2, march 90, pp 873-876.

[RENK65] Renken C.J., " A pulsed eddy current test system using reflected fields.", Materials Evaluation,Vol 23, dec 65, pp 622-627.

[ROSE84] Rose C., " A numerical two-dimensional modelling of eddy-currents : an application to nondestructive test.", IEEE transactions on magnetics, Vol 20, n°5, sept 84, pp1983-1985.

[SABB85] Sabbagh H.A., Vernon S.N., " Ferrite core eddy current probe model : description and verification. ", Materials Evaluation,Vol 43, feb 85, pp 184-187.

[SHAR86] Sharma S.P., " Experimental and numerical investigation of the pulsed eddy current method : prediction of crack dimension. ", 6 ème colloque international sur les méthodes de contrôle non destructif, Strasbourg 1986, pp 317-323.

[SHEPP81] Sheppard Wm., Mih D., Tam K. ; " Multi-segment eddy current probe ", review in progress in quantitative NDE, Vol 1, aug. 81, pp 395-398.

[SKOP88] Skopal I., Tobias F., Ivanov P., " Some problems of eddy currents testing with air-cored probe coils. ", NDT International, Vol 21, n° 3, june 88, pp159-166.

[TEGO85] Tegopoulos J.A., Kriezis E., "Eddy Currents in Linear Conducting Media", Elsevier, 1985.

[THOL93a] F.Thollon, B. Lebrun, N. Burais, Y. Jayet, "Caractérisation par simulation numérique de capteurs à courants de foucault. Application à la détection de défauts profonds," Revue pratique de contrôle industriel, supplément au numéro 182, oct 1993, pp 30-36.

[THOL94a] F. Thollon, N. Burais, "Modelling and characterization of pulsed eddy current. Application to NDT of riveted assemblies in aeronautic structures," Second International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Leuven, Belgium, 18-20 may 1994.

[THOL94c] F. Thollon, B. Lebrun, N. Burais, Y. Jayet, "Eddy current NDT of installed fasteners in aircraft structures: simulation and experimental results," 6th ECNDT, Nice, France, 24-28 oct. 1994.

[THOL94b] F. Thollon, N. Burais, "Geometrical optimization of sensors for NDT and NDE," CEFC'94, Aix les Bains, Juillet 1994 (accepté IEEE Transactions on Magnetics Mai 1995).

[THOL94d] F. Thollon, B. Lebrun, N. Burais, Y. Jayet, "Numerical and experimental study of eddy currents probesin NDT of structures with deep flaws", NDT International, sous presse.

[THOM85] Thomas H.M., Wittig G., " Application of a signal reconstruction method to evaluate pulsed eddy-currents signals. ", NDT International, Vol 18, n°5, oct 85, pp 251-255.

[VALLE54] Vallese L.M., " Diffusion of pulsed currents in conductors. ", Journal of applied physics, Vol 25, n°2,feb 54, pp 225-228.

[VASC94a] J.A. Vasconcelos, L. Krähenbühl, A. Nicolas, "Optimization of insulator using a genetic algorithm," Second International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Leuven, Belgium, may 1994.

[VASC94b] J.A. Vasconcelos, L. Krähenbühl, A. Nicolas, "Design optimization ising the BEM coupled with genetic algorithm," *IEE Proceedings CEM'94*, Nottingham, U.K., 3-5 may 1994.

[WAID69] Waidelich D.L., " the attenuation of a pulsed field by a conducting sheet. ", IEEE transactions on instrumentation and measurement, Vol 18, n°4, dec 69, pp 326-330.

[WAID72] Waidelich D.L., Huang S.C., " The use of crossing points in pulsed eddy current testing. ", Materials Evaluation,Vol 30, jan 72, pp 20-24.

[WEB90] Weber P., " Application des courants de Foucault pulsés au contrôle non destructif. Approches théoriques et expérimentales. ", Thèse INSA LYON, France, 1990.

[XIAO90] Xiao-Wei Dai, Reinhold L., " Numerical simulation of pulsed eddy-current nondestructive testing phenomena ", IEEE transactions on magnetics, Vol 26, n°6, nov 90, pp 3089-3096.

[XIN90] Xinshan Ma, Wang Ping, " The boundary element method combined with an electromagnetic source simulation method for calculating 3D eddy current distribution", IEEE transactions on magnetics, vol.26, n°2, march 1990, pp 592-594.

Titre: ***"Conception et optimisation de capteurs à courants de Foucault pour la détection de défauts profonds dans des matériaux amagnétiques"***

Title: ***"Design and optimization of eddy current probes for detecting deep flaws in non magnetic materials"***

RESUME:
Les exigences au niveau de la qualité et en matière de sécurité deviennent de plus en plus contraignantes dans l'activité industrielle et expliquent l'importance croissante du contrôle non destructif. Parmi les méthodes utilisées, les courants de Foucault sont appelés à occuper une place de plus en plus grande. Mais l'augmentation des exigences met en défaut les méthodes de développement classique.
En s'appuyant sur le contrôle des assemblages rivetés des voilures d'avions, ce travail a pour but de mettre en place de nouvelles méthodes permettant d'augmenter les performances des dispositifs à courants de Foucault. Pour cela. il est avant tout nécessaire d'avoir une connaissance aussi complète que possible du phénomène physique en utilisant les outils de modélisation 2D et 3D par éléments Finis. Les possibilités d'utilisation et les limitations des logiciels mis en oeuvre dans cette étude sont tout d'abord évaluées.
La mise au point d'une méthode de détection par courants de Foucault puisés est ensuite présentée. Après une caractérisation de ceux-ci sur des critères énergétiques, les différents éléments du dispositif sont optimisés (dimension du bobinage, position des éléments de mesure, spectre du signal d'excitation). Les performances du capteur sont évaluées expérimentalement à chaque étape pour valider les résultats fournis par la modélisation.
La méthode précédente est lourde à mettre en oeuvre. L'introduction d'une méthode automatique d'optimisation utilisant un algorithme génétique permet d'alléger considérablement le travail de conception.
L'ensemble de ces outils a permis de concevoir des capteurs plus performants que ceux existants.

Mots clé:
Courants de Foucault pulsés - Capteurs - Conception - Expérimentation - Optimisation - Défauts profonds - Matériaux amagnétiques

Direction de recherche:
Centre de Génie électrique de Lyon (CEGELY), UMR CNRS n°5005
M. Le Professeur Alain NICOLAS – alain.nicolas@ec-lyon.fr

École Centrale de LYON
36 avenue Guy de Collongue
69134 ECULLY. FRANCE