



HAL
open science

Imagerie à courants de Foucault pour l'évaluation non-destructive de structures rivetées aéronautiques

Yohan Le Diraison

► **To cite this version:**

Yohan Le Diraison. Imagerie à courants de Foucault pour l'évaluation non-destructive de structures rivetées aéronautiques. Automatique / Robotique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2008. Français. NNT: . tel-00421940

HAL Id: tel-00421940

<https://theses.hal.science/tel-00421940>

Submitted on 5 Oct 2009

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.



N° ENSC-2008/129

**THÈSE DE DOCTORAT
DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN**

Présentée par

Monsieur Yohan Le DIRAISON

**pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN**

Domaine :
ÉLECTRONIQUE-ÉLECTROTECHNIQUE-AUTOMATIQUE

Sujet de de thèse :

**Imagerie à courants de Foucault pour l'évaluation
non-destructive de structures rivetées aéronautiques.**

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 27 novembre 2008 devant le jury composé de :

Christophe Dolabdjian	Professeur des Universités - Univ. Caen	Rapporteur
Stéphane Serfaty	Professeur des Universités - Univ. Cergy	Rapporteur
Patrice Aknin	Directeur de Recherches - INRETS	Examineur
Pierre-Yves Joubert	Maître de Conférences - ENS Cachan	Examineur
Guglielmo Rubinacci	Professeur à l'Université de Naples (Italie)	Examineur
Dominique Placko	Professeur des Universités - ENS Cachan	Directeur de thèse
Alain Déom	Ingénieur de Recherches - ONERA	Membre invité
Hubert Voillaume	Ingénieur de Recherches - EADS	Membre invité

Laboratoire des **S**ystèmes et **A**pplications des **T**echnologies de l'**I**nformation et de l'**É**nergie
ENS CACHAN - CNRS - UMR 8029
61, avenue du Président Wilson
94235 CACHAN Cedex
France



N° ENSC-2008/129

**THÈSE DE DOCTORAT
DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN**

Présentée par

Monsieur Yohan Le DIRAISON

**pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN**

Domaine :
ÉLECTRONIQUE-ÉLECTROTECHNIQUE-AUTOMATIQUE

Sujet de de thèse :

**Imagerie à courants de Foucault pour l'évaluation
non-destructive de structures rivetées aéronautiques.**

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 27 novembre 2008 devant le jury composé de :

Christophe Dolabdjian	Professeur des Universités - Univ. Caen	Rapporteur
Stéphane Serfaty	Professeur des Universités - Univ. Cergy	Rapporteur
Patrice Aknin	Directeur de Recherches - INRETS	Examineur
Pierre-Yves Joubert	Maître de Conférences - ENS Cachan	Examineur
Guglielmo Rubinacci	Professeur à l'Université de Naples (Italie)	Examineur
Dominique Placko	Professeur des Universités - ENS Cachan	Directeur de thèse
Alain Déom	Ingénieur de Recherches - ONERA	Membre invité
Hubert Voillaume	Ingénieur de Recherches - EADS	Membre invité

Laboratoire des **S**ystèmes et **A**pplications des **T**echnologies de l'**I**nformation et de l'**É**nergie
ENS CACHAN - CNRS - UMR 8029
61, avenue du Président Wilson
94235 CACHAN Cedex
France

Remerciements

Je remercie MM. Sylvain Allano et Pascal Larzabal, successivement directeurs du SATIE, pour m'avoir accueilli dans leur laboratoire.

Je remercie M. Dominique Placko, professeur à l'ENS de Cachan, pour avoir été mon directeur de thèse.

Je remercie M. Pierre-Yves Joubert, Maître de conférence à l'ENS de Cachan, pour m'avoir proposé tout d'abord le stage de Master 2 en 2005, puis pour m'avoir permis de poursuivre en thèse sur ce projet ambitieux et passionnant. Je le remercie vivement de m'avoir encadré et conseillé pendant ces trois années et d'avoir relu et corrigé ce mémoire, qui ne serait pas ce qu'il est actuellement...

Je remercie M. Eric Vourc'h, Maître de conférence à l'ENS de Cachan, pour sa relecture de ce mémoire, sans qui non plus il ne serait pas ce qu'il est.

Je remercie M. Christophe Dolabdjian, Professeur des universités à l'Université de Caen 2 et M. Stéphane Serfaty, Professeur des universités à l'Université de Cergy-Pontoise, pour avoir accepté d'être rapporteurs de mon mémoire et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail.

Je remercie M. Guglielmo Rubinacci, Professeur à l'université de Naples, pour l'intérêt qu'il manifeste à notre projet depuis longue date et pour avoir accepté de participer à mon jury.

Je remercie M. Patrice Aknin, Directeur de recherche à l'INRETS pour avoir accepté d'être examinateur dans mon jury.

Je remercie M. Alain Déom, Adjoint au directeur du département matériaux et structures composites de l'ONERA, pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

Je remercie M. Nicolas Dominguez, Ingénieur de recherche à EADS Innovation Work, pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse, pour les échanges fructueux que nous avons eu durant ma thèse et pour le prêt de différentes maquettes de joints rivetés qui nous ont permis de valider notre méthode.

Je remercie M. Jean Pinassaud pour sa contribution à la réalisation du prototype d'ICF que j'ai utilisé pendant ma thèse et grâce auquel j'ai pu mener tous ces travaux à bien.

Je remercie M. Alan Tassin pour sa contribution à la comparaison de méthodes de séparation de sources appliquées aux signaux courants de Foucault.

Je remercie Jean-Pierre Madrange et Jean-Pierre Lefebvre pour leur contribution à la réalisation de différents ensembles mécaniques ayant servi au cours de cette thèse.

Je remercie mes collègues doctorants, notamment Cyril Ravat, collègue de promotion 2001 à l'ENS et Vincent Thomas, pour les discussions fructueuses que nous avons eu tout au long de ma thèse. Je remercie Samy Hiloui pour son aide et son savoir faire dans le domaine des éléments finis. Je remercie enfin Jonathan Bosse pour ces contributions et remarques pertinentes sur l'implantation des méthodes de traitement du signal.

Un grand merci à mes parents, ma soeur et toute ma famille pour leur soutien.

Enfin, je remercie ma très chère Éléna pour m'avoir encouragé pendant toute la rédaction de ma thèse.

Introduction générale

L'aéronautique est un secteur industriel de plus en plus exigeant vis à vis des techniques de maintenance utilisées. Cette exigence est liée à une préoccupation évidente de sécurité, mais elle est accentuée d'une part en raison du vieillissement du parc aéronautique (la tendance est à une utilisation de plus en plus longue des appareils) et d'autre part, en raison des impératifs de réduction des coûts et des temps d'immobilisation imposés par un marché du transport civil aérien aux contraintes économiques toujours plus pressantes. Enfin, la complexité croissante des structures aéronautiques, qu'il s'agisse de composants de petites dimensions (aubes, disques de turbines,...) ou de grandes dimensions (joints rivetés, assemblages, attaches), imposent une évolution des techniques de contrôle.

Pour répondre à ces exigences, que ce soit dans le domaine de l'aéronautique qui nous intéresse ou bien dans d'autres secteurs industriels sensibles tels que le nucléaire, des techniques de contrôle non-invasives, couramment appelées techniques de contrôle non-destructif (CND), ont été conçues. Elles vont du simple examen visuel à des méthodes complexes faisant appel à différents domaines de la physique (optique, électromagnétique, thermique, ultrasonores, rayons ionisants...). Parmi les techniques destinées au CND qui s'appliquent aux structures électriquement conductrices telles que les assemblages rivetés aéronautiques, les courants de Foucault sont particulièrement intéressants. En effet, ils combinent robustesse et faible coût, et sont particulièrement adaptés à la détection des défauts de type fissures qui se traduisent par des ruptures de conductivité électrique.

Les capteurs utilisés historiquement dans l'industrie du CND à courants de Foucault, qui s'apparentent à des capteurs ponctuels élémentaires, ont longtemps répondu aux attentes de l'industrie. Mais face à la complexité croissante des structures à contrôler, aux besoins accrus en rapidité comme en pouvoir de détection et de caractérisation, ces capteurs élémentaires s'avèrent limités. Aujourd'hui les nouvelles exigences en matière de contrôle appellent le développement de nouvelles méthodes et dispositifs de CND. Dans ce contexte, les techniques d'imagerie électromagnétique et en particulier les méthodes magnéto-optiques s'avèrent particulièrement prometteuses pour le CND en raison de leur haut potentiel en termes de rapidité d'acquisition et de possibilités de caractérisation.

Les travaux de doctorat présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans cette évolution. En effet, ils sont consacrés au développement d'un appareil d'imagerie à courants de Foucault (ICF) innovant destiné à l'évaluation non destructive (END) hautes performances des joints rivetés aéronautiques. Ce développement a débuté au laboratoire SATIE en 2000 par une étude de faisabilité menée par Jean-Marc Decitre [Dec03] dans le cadre de ses travaux de thèse menés en collaboration avec l'Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales (ONERA) et le Laboratoire de Magnétisme de Bretagne (LMB). Ce développement s'est poursuivi dans le cadre du mémoire CNAM de Jean Pinassaud (2004) [Pin04], puis dans celui d'un contrat d'aide

à la valorisation du CNRS (2005), dont les travaux ont été menés parallèlement à mes propres travaux de thèse.

Le premier chapitre de ce mémoire traite du contexte de nos travaux. Il cible les besoins en CND particuliers à l'aéronautique et il présente succinctement les techniques de CND parmi les plus répandues dans l'industrie. Une attention particulière est portée aux techniques exploitant les courants de Foucault dont nous présentons différents types de capteurs ainsi que de récentes innovations. Ce chapitre retrace également les premières réalisations exploitant une traduction magnéto-optique pour l'imagerie de champ magnétique, jusqu'au prototype de faisabilité proposé par J.-M. Decitre en 2003, qui est à l'origine de nos travaux.

Le deuxième chapitre porte sur de l'élaboration d'un prototype d'ICF intégré de laboratoire qui constitue la nouvelle génération d'imageur magnéto-optique. Nous présentons les travaux de dimensionnement de cet imageur ainsi que sa caractérisation. Nous présentons également un second prototype intégré avancé, dont la conception a directement bénéficié des travaux de dimensionnement du premier et qui a été conçu dans le cadre d'une collaboration avec EADS. Ce dernier a été conçu comme un système autonome et est destiné à une utilisation « hors laboratoire ». Les performances de cet instrument sont comparées à celles du prototype de laboratoire.

Dans le troisième chapitre, nous mettons en oeuvre le prototype d'ICF de laboratoire pour l'inspection d'une maquette d'assemblage riveté comportant des défauts calibrés. Nous proposons ensuite d'associer ce dispositif des techniques de traitement d'image destinées à faciliter l'exploitation et l'interprétation des mesures. Les méthodes de traitements des signaux que nous avons conçues reposent sur des techniques d'analyse en composantes principales (ACP). Plusieurs variantes sont proposées afin de favoriser soit la détection, soit la classification de défauts enfouis dans des assemblages rivetés. Ces méthodes sont testées et leurs performances évaluées. L'optimisation des conditions de mise en oeuvre de l'ICF de façon à satisfaire aux mieux les hypothèses inhérentes à la technique de traitement des signaux utilisée est étudiée et une méthode a priori est proposée pour y parvenir. Enfin, une validation des méthodes de traitements des signaux proposées est faite au moyen du prototype d'ICF intégré autonome mis en oeuvre pour l'inspection d'une nouvelle cible (fournie par EADS).

Le quatrième et dernier chapitre de ce mémoire propose des méthodes de détection et de classification automatiques de défauts dans les assemblages rivetés aéronautiques. Ces méthodes reposent sur l'utilisation d'un ICF intégré, sur les méthodes de traitement des signaux à base d'ACP et sur une approche probabiliste faisant appel à une estimation de paramètres au sens du maximum de vraisemblance. Le but recherché est de caractériser automatiquement et de façon fine la structure inspectée, d'une part en estimant s'il y a ou non présence de fissures près des rivets et d'autre part en estimant le cas échéant la longueur et la profondeur de celles-ci.

Enfin, nous concluons sur les performances et les perspectives offertes par les méthodes et les techniques d'imagerie à courants de Foucault pour le CND proposées dans ce mémoire.

Table des matières

1	Vers l'imagerie à courants de Foucault pour l'évaluation non-destructive	1
1.1	Contexte	1
1.2	Le contrôle non-destructif	3
1.2.1	Généralités	3
1.2.2	Techniques conventionnelles de CND	4
1.2.2.1	Méthodes visuelles	4
1.2.2.2	Méthodes à vibrations mécaniques	4
1.2.2.3	Méthodes à rayons ionisants	5
1.2.2.4	Méthodes thermiques	5
1.2.2.5	Les méthodes électromagnétiques à courants de Foucault	6
1.2.2.6	Comparaison qualitative des performances des techniques de CND	6
1.2.3	Systèmes d'évaluation non-destructive à courants de Foucault	7
1.2.3.1	Problématique d'un système de CND	7
1.2.3.2	Courants de Foucault	8
1.2.3.3	Les capteurs « ponctuels »	10
1.2.3.4	Les multicateurs et leurs technologies	10
1.3	Introduction à l'imagerie magnéto-optique	14
1.3.1	Matériaux magnéto-optiques	14
1.3.2	Films magnéto-optiques pour l'imagerie	15
1.3.2.1	Présentation et réalisation	15
1.3.2.2	L'effet Faraday	16
1.3.2.3	Anisotropie	17
1.3.2.4	Principe de mesure du champ magnétique par la rotation Faraday	18
1.3.3	Exploitation des films IMO pour l'imagerie	19
1.3.3.1	Mode interrupteur	19
1.3.3.2	Mode modulateur	20
1.4	Imagerie MO à CF pour le CND	21
1.4.1	Principe	21
1.4.2	Imageur magnéto-optique qualitatif	23
1.4.2.1	Présentation	23
1.4.2.2	Appareil Commercial	24
1.4.2.3	Inconvénients et limites du MOI	25
1.4.3	Imageur MODAI	25
1.4.4	Imageur à courants de Foucault développé au laboratoire SATIE	26
1.4.4.1	Du MOI à l'ICF	26
1.4.4.2	Principe de l'ICF	27
1.4.4.3	Conclusion	28
1.5	Conclusion	29
2	Contribution à l'élaboration de prototypes intégrés d'imageur à courants de	

Foucault	31
2.1 Présentation de l'appareil	32
2.1.1 Principe général	32
2.1.1.1 Structure de l'ICF	32
2.1.1.2 Principe général de fonctionnement	33
2.1.2 Principe de la conversion magnéto-optique d'un champ magnétique variable	33
2.1.3 Acquisition des images	35
2.1.3.1 Stroboscopie homodyne	35
2.1.3.2 Réglage de l'angle entre le polariseur et l'analyseur	37
2.1.3.3 Détection synchrone numérique	37
2.1.4 Interface logicielle	38
2.2 Étude de l'inducteur	39
2.2.1 Modélisation en éléments finis 3D	40
2.2.1.1 Déroulement d'une simulation avec ANSYS	41
2.2.2 Pré-processeur	42
2.2.2.1 Création du domaine de travail et de la géométrie de l'inducteur	42
2.2.2.2 Choix des paramètres des matériaux	44
2.2.2.3 La discrétisation des volumes en éléments finis	44
2.2.2.4 Discrétisation et maillage	45
2.2.2.5 Les conditions aux limites	47
2.2.3 Résolution du problème	48
2.2.4 Post-traitement	48
2.2.5 Exemple de mise en oeuvre et validation	48
2.2.6 Dimensionnement de l'inducteur	51
2.2.6.1 Critères de comparaisons	51
2.2.6.2 Choix de la structure inductrice	52
2.2.7 Étude paramétrique de l'inducteur retenu	53
2.2.7.1 Plages de variations de paramètres	53
2.2.7.2 Résultats des simulations	54
2.2.7.3 Conclusion sur le dimensionnement	56
2.3 Caractérisation des films IMO	57
2.3.1 Rotation Faraday en fonction de la longueur d'onde	58
2.3.1.1 Banc de mesure	58
2.3.1.2 Longueur d'onde du faisceau lumineux	58
2.3.1.3 Influence de l'intensité d'éclairement	59
2.3.1.4 Cycle d'aimantation des films IMO	60
2.4 Réglage de la caméra CCD	61
2.4.1 Réglage de l'exposition	62
2.4.1.1 Influence du paramètre d'exposition	62
2.4.1.2 Influence du rapport cyclique de l'éclairage	63
2.4.1.3 Influence du gain analogique de la caméra	63
2.4.2 Faisabilité de l'acquisition hétérodyne	65
2.5 Assemblage du prototype intégré de laboratoire	66
2.6 Caractérisation de l'ICF intégré	67
2.6.1 Calibration de l'ICF en amplitude de champ magnétique	67
2.6.1.1 Température ambiante $T = 25^{\circ}\text{C}$	68
2.6.1.2 Influence de la température sur l'amplitude	68
2.6.2 Résolution spatiale et taille de l'image	69
2.6.3 Uniformité de la mesure dans la surface active	71
2.7 Rapport signal à bruit pour une signature de rivet	71

2.7.1	Effet du bruit d'acquisition seul en fonction de la fréquence d'excitation	72
2.7.2	Effets de bord de l'inducteur	73
2.7.3	Nombre d'images d'acquisition	74
2.7.3.1	Influence sur le RSB	74
2.7.3.2	Influence sur la durée d'acquisition	75
2.7.3.3	Synthèse sur le nombre d'images d'acquisition	76
2.7.4	Influence de paramètres externes	77
2.7.4.1	Influence du décollement	77
2.7.4.2	Influence de l'angle d'inclinaison	79
2.8	Conclusion	81
3	Traitement des images courants de Foucault pour la caractérisation des défauts enfouis	85
3.1	La maquette de laboratoire	85
3.2	Images obtenues en sortie d'ICF	87
3.3	Séparation de source	89
3.3.1	Considérations sur les images CF	89
3.3.2	Choix de la méthode de séparation de sources	89
3.4	ACP	90
3.4.1	Représentation matricielle des mesures	90
3.4.2	Hypothèses pour l'application de l'ACP	91
3.4.3	Décomposition	92
3.5	Discussion sur les sources	93
3.6	Rapport de séparation	94
3.7	Optimisation en fréquences	94
3.7.1	Conditions d'optimisation	94
3.7.2	Détermination des fréquences optimales	95
3.7.3	Performances de l'ACP bi-fréquences	97
3.8	ACP mono-fréquence	99
3.9	ACP multifréquences	101
3.10	Fissures orientées	105
3.10.1	Introduction	105
3.10.2	Multi-orientations des courants de Foucault pour l'imagerie de fissures orientées.	105
3.10.3	ACP mono-fréquence et multi-orientations	106
3.10.3.1	Rapport de séparation	107
3.10.3.2	Estimation de l'angle d'orientation du défaut	108
3.10.4	ACP multifréquences et multi-orientations	111
3.11	Robustesse de l'ACP	113
3.12	Étude d'une maquette de validation	114
3.12.1	Introduction	114
3.12.2	Choix des fréquences de mesure	115
3.12.3	Imagerie de fissures situées en première plaque	115
3.12.4	Imagerie de fissures situées en deuxième plaque	117
3.12.5	Imagerie de fissures situées en troisième plaque	117
3.12.6	Effets de bord.	121
3.12.7	Conclusion	122
3.13	Conclusion	122
4	Caractérisation de rivets	125
4.1	Introduction	125

4.2	Détection	126
4.2.1	Formulation du problème de détection	126
4.2.2	Diagnostic	128
4.3	Application et validation expérimentale	129
4.3.1	Données du problème	129
4.3.2	Modèle du bruit	130
4.3.3	Résultats du diagnostic	130
4.3.4	Courbes opérationnelles de réception (COR)	131
4.3.5	Courbes opérationnelles de réception « augmentées »	133
4.4	Processus de classification	134
4.4.1	Introduction	134
4.4.2	Modèle direct des rapports de séparation et modèle de bruit	135
4.4.3	Classification par maximum de vraisemblance	137
4.4.3.1	Paramètres à estimer	137
4.4.3.2	Règle de décision	138
4.4.4	Application	138
4.5	Fissures orientées	139
4.6	Conclusion	139
A	Étude comparative de l'analyse en composantes principales et de l'analyse en composantes indépendantes	144
B	Schéma de la maquette EADS	153

Chapitre 1

Vers l'imagerie à courants de Foucault pour l'évaluation non-destructive

1.1 Contexte général : la sécurité dans le transport aérien

Pour des raisons de sécurité évidentes, le secteur du transport aérien est particulièrement exigeant en termes de sûreté de fonctionnement [JLB04]. Aujourd'hui, la vigilance des compagnies aériennes et des organismes de sûreté aéronautique fait de ce mode de transport l'un des plus sécurisés, à égalité avec le train [Ka03].

Toutefois, lorsqu'un accident se produit, il est le plus souvent mortel. Les accidents d'aéronefs les plus graves sont généralement liés à la perte de contrôle de l'appareil par les pilotes, à cause de défaillances d'origine mécanique ou électrique. Les défaillances mécaniques apparaissent le plus souvent dans les parties de l'appareil soumises à des efforts et sujettes à la fatigue (moteurs, attaches, joints rivetés des carlingues et ailes, ...).

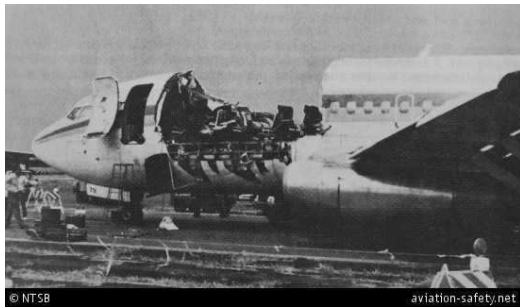
Le bureau d'enquêtes et d'analyses pour la sécurité de l'aviation civile (BEA) [Bur] recense, pour l'année 2007 en France, 127 accidents d'aéronefs (avions et hélicoptères) dont 39 mortels ; il recense parmi eux une dizaine de cas d'arrachement de structures, pour la plupart sans gravité. Au niveau international, le réseau américain de la sûreté (*Aviation Safety Network*) [Avi] a recensé une dizaine d'accidents dramatiques depuis 1954 liés à la rupture de la carlingue.

Citons l'exemple de l'accident du 28 avril 1988 où un Boeing 737-297 de 1969 appartenant à la compagnie Aloha Airlines a atterri à Hawaï avec une partie du fuselage arraché (Fig. 1.1-a). Ce sont la faiblesse des joints rivetés et le manque de sérieux dans la maintenance de la part de la compagnie aérienne¹ qui sont la cause de cet accident, qui a coûté la vie à un seul passager, mais qui aurait pu s'avérer plus meurtrier encore.

Plus récemment, le 25 mai 2008, un Boeing 747-209F cargo de 1980 appartenant à la compagnie Kalitta Air s'est brisé en deux morceaux juste avant le décollage (Fig. 1.1-b). Là encore,

¹"The failure of the Aloha Airlines maintenance program to detect the presence of significant disbonding and fatigue damage, which ultimately led to failure of the lap joint at S-10L and the separation of the fuselage upper lobe." [Avi]

l'âge de l'appareil et la faiblesse de son fuselage sont en cause.



(a) Boeing 737-297, 28 avril 1988.



(b) Boeing 747-209F, 25 mai 2008.

FIG. 1.1 – Photographie d'avions accidentés à cause de la faiblesse de leurs joints rivetés. (crédits : Aviation Safety Network).

La sûreté de fonctionnement en aviation passe par un contrôle rigoureux des structures soumises à des efforts mécaniques intenses, comme les joints rivetés des carlingues (Fig. 1.2) ou les pièces constituant les turboréacteurs (disques, aubes de turbines, etc.). Les défauts de fatigue tels que des fissures ou des zones de corrosion, éventuellement aggravées par des conditions atmosphériques difficiles, qui peuvent apparaître doivent être détectés au plus tôt lors des phases d'entretien des appareils. Aujourd'hui, ce contrôle est rendu particulièrement difficile par les différents facteurs suivants :

- **le vieillissement croissant du parc aéronautique** ; on tend en effet vers une utilisation de plus en plus longue des appareils (35% des avions civils américains avaient plus de 20 ans en 1993, 65% en 2000),
- **l'augmentation du trafic** et du nombre total d'appareils en utilisation,
- **la complexité croissante des structures aéronautiques** (nouveaux matériaux, nouvelles structures, nouvelles géométries...),
- **des contraintes économiques toujours plus pressantes** (augmentation du prix de la main d'oeuvre, concurrence des autres moyens de transports...).



FIG. 1.2 – Gros-plan sur une partie de carlingue d'avion mettant en évidence les lignes de joints rivetés.

Afin de faciliter les opérations de maintenance, des techniques de contrôle non-destructif sont mises en œuvre. L'objectif est d'élaborer de façon non invasive un diagnostic d'intégrité des aéronefs inspectés. Pour répondre plus efficacement aux contraintes techniques et économiques actuelles, ces méthodes doivent aujourd'hui évoluer pour être plus rapides, plus fiables et moins

coûteuses.

Dans ce contexte de CND aéronautique, le présent mémoire s'attache au développement d'un *système de contrôle non destructif innovant par imagerie à courants de Foucault*. Les innovations proposées résident à la fois dans l'accélération des procédures de mesurage et de contrôle et dans l'amélioration des capacités de détection et de caractérisation des structures inspectées (joints rivetés). Afin de situer notre application dans son contexte de CND, nous allons présenter dans la suite de ce chapitre introductif les techniques conventionnelles de CND en portant une attention particulière aux techniques à courants de Foucault et aux innovations récentes dans ce domaines. Puis nous aborderons les systèmes d'imagerie magnéto-optique. Nous disposerons ainsi des bases pour traiter au chapitre 2 de notre propre appareil d'imagerie magnéto-optique à courants de Foucault.

1.2 Le contrôle non-destructif

1.2.1 Généralités

D'une manière générale, l'objectif du contrôle non-destructif (CND) est de caractériser l'intégrité de structures industrielles sans les dégrader. Le développement de capteurs et de systèmes de CND performants permet de caractériser au mieux les structures inspectées et de détecter au plus tôt les éventuels défauts (fissures, corrosion...) consécutifs à la fatigue des structures.

En règle générale, on peut considérer que les quatre principaux critères de performance de ces systèmes sont :

- **la simplicité de leur mise en œuvre** (besoin éventuel d'un couplant, pollution éventuelle, besoin de protection de l'opérateur...)
- **leurs possibilités de caractérisation** (capacité à délivrer des informations significatives sur la présence et/ou sur la nature des défauts qui soient directement exploitables par l'opérateur...)
- **la rapidité de leur mise en œuvre,**
- **le coût total des opérations.**

Ces quatre critères sont étroitement liés : le coût des opérations de contrôle est tributaire du coût de la main-d'œuvre puisqu'un système de CND est d'autant plus économique qu'il est capable de fournir rapidement une information fiable et directement exploitable par un personnel peu qualifié.

Diverses techniques ont été développées pour rechercher des défauts dans différents types de structures et de matériaux. Leurs performances respectives peuvent éventuellement être évaluées voire comparées à l'aide des critères précités. Toutes les techniques ne sont cependant pas comparables, chacune étant appropriée à l'inspection d'une certaine catégorie de matériau. Dans ce qui suit, nous allons traiter de quelques techniques de CND classiques et rappeler leurs principales caractéristiques.

1.2.2 Techniques conventionnelles de CND

La plupart des techniques de CND ont été développées en fonction du type de défaut recherché et du type de matériaux à inspecter. On peut les classer en fonction de la nature des phénomènes physiques mis en jeu : méthodes optiques, électromagnétiques, à vibrations mécaniques, thermographiques... Ces méthodes vont du simple examen visuel à des systèmes complexes tels que la radiographie, en passant par des techniques hybrides combinant plusieurs méthodes (ultrasons, LASER, traducteur électromagnétique-acoustique (EMAT), photo-thermie, magnéto-optique...). Notre propos n'est pas ici de présenter de manière exhaustive toutes les techniques de CND existantes [Con, DF96], mais plutôt d'en rappeler les plus conventionnelles afin de mieux situer notre travail.

1.2.2.1 Méthodes visuelles

Les méthodes visuelles sont les méthodes les plus simples que l'on puisse trouver. Elles sont applicables aux défauts de surface et leur usage est largement répandu pour l'inspection rapide et simple. Parmi les techniques visuelles, l'une des plus abouties et des plus utilisées est le ressuage.

Le contrôle par ressuage est une technique optico-chimique simple encore largement utilisée de nos jours, car très performante pour la détection de fissures de surface. Il consiste à enduire les surfaces à contrôler avec un liquide réactif qui s'introduit dans les fissures de surface et à relever ensuite leur présence grâce à un produit révélateur approprié. Il est applicable à toutes sortes de matériaux non-poreux et non-rugueux, il est relativement simple à mettre en œuvre et permet d'apprécier la longueur des fissures, quelle que soit leur orientation. Le ressuage permet en outre d'inspecter l'intégralité des surfaces de la pièce contrôlée. Le principal inconvénient de cette technique est qu'elle n'est utile que pour des défauts débouchants. En outre, elle requiert au préalable de décaper la surface inspectée. Quant aux opérateurs, ils doivent posséder un haut niveau d'expertise et leur acuité visuelle entre en compte dans la détection. Enfin, le ressuage pose de nombreux problèmes d'hygiène et de sécurité à cause des produits polluants utilisés d'autant que dans certains cas (centrales nucléaires), ils peuvent être contaminés.

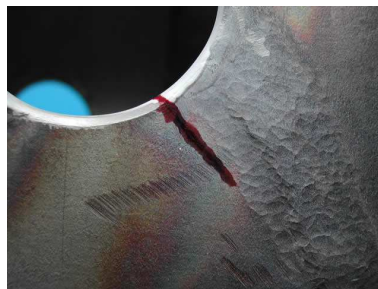


FIG. 1.3 – Exemple de contrôle par ressuage avec mise en évidence d'une fissure.

1.2.2.2 Méthodes à vibrations mécaniques

Les méthodes à vibrations mécaniques consistent à étudier l'influence des vibrations appliquées à une structure. Les fréquences utilisées, sonores ou ultra-sonores, dépendent principalement de la nature des matériaux constituant la pièce inspectée. Pour l'inspection de la majorité

des matériaux métalliques, tels que ceux qui nous concernent dans le cadre de ce mémoire, ce sont les ultrasons qui sont utilisés.

Le contrôle par ultrasons consiste à émettre des impulsions ultra-sonores dans la structure et à analyser l'écho de retour. Il permet l'inspection en profondeur des structures avec une résolution spatiale élevée et une analyse des signaux relativement directe. Toutefois, la nécessité d'un couplant entre le capteur et la structure mais également la sensibilité de cette technique à la géométrie de la pièce inspectée compliquent sa mise en œuvre. De plus, les temps d'inspection sont longs car il faut procéder à un balayage exhaustif de la structure avec des capteurs de petites dimensions. Enfin, les coûts de mise en œuvre peuvent s'avérer élevés. Les techniques multicapteurs [JNC⁺06] permettent de s'affranchir d'un certain nombre de ces contraintes.

1.2.2.3 Méthodes à rayons ionisants

Les méthodes à rayons ionisants consistent à injecter un flux de rayons (X ou γ) dans la structure à contrôler et à analyser ensuite l'image qui résulte de leur atténuation dans la structure. **En radiographie** par exemple, l'image de l'atténuation des rayons est visualisée sur un détecteur sensible (film, écran). Cette technique a l'avantage de fournir une image de l'intégrité de la structure qui soit directement exploitable et dont la résolution spatiale soit excellente. En revanche, elle ne permet qu'une visualisation globale de l'état de la structure. Des méthodes de tomographie permettent de palier cet inconvénient en visualisant par couche l'état interne de la structure. Les principaux inconvénients des techniques à rayons ionisants sont leur coût et le niveau élevé d'expertise demandé à l'opérateur. De plus, elles demandent un niveau de protection pour les opérateurs et pour l'environnement très élevé, ce qui rend difficile leur exploitation sur site.



FIG. 1.4 – Exemple d'utilisation de la radiographie en CND.

1.2.2.4 Méthodes thermiques

Ces techniques reposent sur l'excitation thermique de la structure à contrôler. La diffusion de la chaleur dans le matériau renseigne sur les propriétés thermophysiques de la structure et sur la présence d'éventuels défauts grâce aux barrières de chaleur qu'ils induisent. Les atouts des techniques thermiques résident dans la possibilité d'effectuer un contrôle sans contact, automatisable et utilisable sur site. Les principaux inconvénients en sont la lenteur de contrôle, le coût d'investissement et les difficultés d'interprétation et de traitement des signaux.

1.2.2.5 Les méthodes électromagnétiques à courants de Foucault

Les méthodes électromagnétiques et notamment les méthodes à courants de Foucault (CF) sont très utilisées dans le domaine du CND.

L'interaction de CF induits (au moyen d'un dispositif approprié) dans la cible et leurs interactions avec les défauts permet d'obtenir des informations révélatrices de ces défauts. Les capteurs à CF ont l'avantage d'avoir d'une haute sensibilité aux défauts de type « manque de matière » / « rupture de conductivité électrique » (fissures) qu'ils se trouvent en surface ou enfouis, d'une relative facilité de mise en oeuvre ainsi que d'un faible coût. Pour ces raisons, ils sont largement utilisés dans l'industrie du CND dont il représente 50% du marché. En revanche, la technique des CF ne s'applique qu'aux matériaux électriquement conducteurs et à cause de la dispersion de l'onde générée dans le matériau, et de la faible résolution spatiale qui en découle, l'interprétation quantitative des signaux s'avère particulièrement difficile. Enfin, l'utilisation des CF présente l'inconvénient d'être limitée en termes de profondeur d'investigation, à cause de l'atténuation des courants.

1.2.2.6 Comparaison qualitative des performances des techniques de CND

Le tableau 1.1 situe qualitativement des performances de techniques de contrôle présentées ci-avant qui sont d'un usage courant en aéronautique (pour l'inspection de matériaux conducteurs). Les critères de comparaison reflètent les critères de performances énoncés au début de cette section.

Techniques	Défauts enfouis	Niveau d'expertise de l'opérateur	Durée de contrôle	Coût
Ressuage	non	moyen	élevée	moyen
Ultrasons	oui	faible	élevée	élevé
Radiographie	oui	moyen	moyenne	très élevé
Thermographie	oui	élevé	élevée	élevé
Courants de Foucault	oui	élevé	moyenne à élevée (dépend du type de capteur)	faible

TAB. 1.1 – Comparaison de techniques utilisées pour le CND de structures aéronautiques conductrices.

Les CF présentent un plus faible coût de mise en oeuvre et d'utilisation que les autres techniques, ce qui leur vaut d'être très utilisés. En revanche, l'interprétation des signaux issus de ces capteurs est particulièrement difficile, notamment en vue de l'inversion des modèles associés.

Dans ce qui suit, c'est uniquement aux systèmes à courants de Foucault que nous allons nous intéresser.

1.2.3 Systèmes d'évaluation non-destructive à courants de Foucault

1.2.3.1 Problématique d'un système de CND

De manière générale, la chaîne d'un système de CND à CF peut être représentée par le synoptique de la figure 1.5.

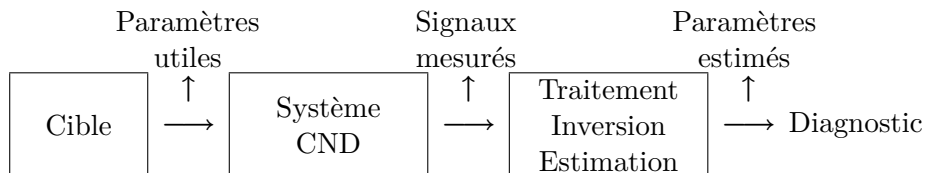


FIG. 1.5 – Synoptique général d'un système de CND.

Le développement de systèmes d'évaluation non-destructive passe par la résolution des trois problèmes suivants, qui se retrouvent implicitement dans le synoptique de la figure 1.5 :

- **le problème d'instrumentation** qui réside dans le développement de systèmes permettant de mesurer les signaux contenant des informations sur les paramètres utiles de la cible inspectée,
- **le problème direct** qui permet la pré-détermination des signaux mesurés,
- **le problème inverse** qui permet l'estimation des paramètres utiles de la cible à partir des signaux mesurés et qui aboutit au diagnostic de l'opérateur.

Le diagnostic élaboré par l'opérateur sur l'état de la structure se fera donc **quantitativement** lorsque les traitements et l'estimation de paramètres le permettront (nature, dimensions des défauts...); et **qualitativement** (présence ou non d'un défaut) dans le cas contraire.

L'instrumentation

Le problème d'instrumentation consiste à développer des systèmes instrumentaux dont la résolution spatiale, la sensibilité et la vitesse d'acquisition adaptées aux signaux contenant des informations sur les paramètres utiles de la cible et ce, tout en respectant les contraintes de modélisation du problème direct et de l'inversion. Le problème d'instrumentation concerne les trois problèmes de CND suivants :

- les possibilités d'utilisation sur site,
- la réduction des temps de contrôle,
- l'amélioration de la sensibilité des capteurs.

Le problème direct

Les interactions entre les capteurs et la cible analysée sont liées à la physique (électromagnétique) du problème. Le problème direct consiste à déterminer les phénomènes électromagnétiques liés à la source de CF et à la géométrie de capteur et de cible considérés. Les phénomènes électromagnétiques mis en jeu dans les capteurs à courants de Foucault sont généralement complexes à modéliser, mais des techniques ont été proposées pour y parvenir. Ils sont généralement modélisés numériquement et résolus par exemple avec des méthodes de type modélisation par éléments finis et leurs techniques dérivées [AR97, Ida94, RTV⁺07], des méthodes semi-analytiques, comme la modélisation par dyades de Green [Mad98, Dec03] ou par exemple par DPSM (distributed point source method) [PK07].

Le problème inverse

Le problème inverse consiste à estimer la conductivité du matériau analysé à partir des mesures du champ magnétique engendré par une source donnée. Les problèmes inverses en électromagnétique sont non-linéaires et généralement mal-posés [Dem02], il est donc difficile de les résoudre. L'utilisation de systèmes experts et de modèles comportementaux, tel que les réseaux de neurones, offre des solutions pour estimer les paramètres de la structure inspectée grâce à des références pré-calibrées, généralement issues de la résolution du problème direct ou de mesures exhaustives sur des cas canoniques.

1.2.3.2 Courants de Foucault

Principe des capteurs

Le principe de ces capteurs repose d'une part sur l'induction de CF dans un matériau conducteur, au moyen d'un système d'excitation adéquat (système inducteur) et d'autre part, sur la mesure du champ magnétique de réaction dû aux interactions entre les courants induits et le matériau excité et ce, à l'aide d'un ou de plusieurs capteurs de champ (système récepteur).

La génération d'un champ magnétique d'excitation \vec{H}_e , variable dans le temps, à proximité d'un matériau conducteur (par exemple à l'aide d'une bobine plate parcourue par un courant variable) va induire une circulation de CF dans ce matériau (Fig. 1.6). Ces CF créent un champ magnétique de réaction \vec{H}_r qui dépend de l'état de la structure inspectée : en particulier, en présence d'une rupture de conductivité électrique (défaut), les lignes de courants induits sont déviées et le champ magnétique de réaction est modifié en conséquence. Ce champ magnétique de réaction vient s'ajouter au champ magnétique d'excitation pour former le champ magnétique résultant $\vec{H}_{res} = \vec{H}_e + \vec{H}_r$. La réponse du capteur CF à un défaut est donc obtenue en mesurant les variations du champ magnétique résultant (ou à défaut, du champ de réaction seul), qui est fonction des paramètres de la cible inspectée. Cette mesure peut être effectuée directement en relevant la valeur du champ magnétique à proximité du défaut à l'aide d'un système récepteur adéquat, ou bien via les variations de l'impédance de l'inducteur utilisé.

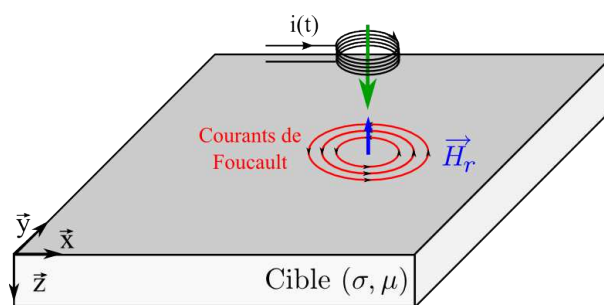


FIG. 1.6 – Représentation de la génération de courants de Foucault par une bobine inductrice. $i(t)$ est le courant d'excitation, \vec{H}_e est le champ d'excitation et \vec{H}_i le champ induit.

Répartition des courants de Foucault dans la cible

En supposant qu'il est possible de générer une nappe de CF uniformément orientée dans le matériau à l'aide d'un inducteur ad hoc, le calcul de la densité des CF dans le matériau est relativement aisé.

En effet, dans un matériau de perméabilité magnétique μ et de permittivité électrique ϵ , les

interactions entre le champ magnétique \vec{H} , l'induction magnétique \vec{B} , le champ électrique \vec{E} , l'induction électrique \vec{D} et la densité de courants \vec{J} sont régis par les équations de Maxwell :

$$\begin{cases} \operatorname{div} \vec{D} &= \rho \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0 \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J} - \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{cases} \quad (1.1)$$

où ρ est la densité de charge du matériau, supposée nulle par la suite. Par ailleurs, nous pouvons considérer qu'en régime harmonique basses fréquences les courants de déplacement $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ sont négligeables (approximation des régimes quasi-statiques). De plus, si le matériau est linéaire, homogène et isotrope, de conductivité électrique σ , les différents champs et inductions s'écrivent :

$$\begin{cases} \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{D} &= \epsilon \vec{E} \\ \vec{J} &= \sigma \vec{E} \end{cases} \quad (1.2)$$

Supposons que l'onde générée soit une onde électromagnétique plane TEM se propageant dans le matériau selon l'axe \vec{z} et que le champ magnétique d'excitation \vec{H}_e soit orienté selon \vec{x} (Fig. 1.7). Alors la résolution des équations de Maxwell conduit à exprimer la densité de courants de Foucault $\vec{J} = J \cdot \vec{y}$ [Lib79] :

$$J(z, t) = J_0 \cdot e^{-z\sqrt{\pi\mu f\sigma}} \cos(2\pi ft - z\sqrt{\pi\mu f\sigma}) \quad (1.3)$$

où J_0 est la valeur de la densité de CF à la surface du matériau.

Le module et la phase des courants de Foucault dépendent des paramètres électriques du matériau constitutif de la cible et de la fréquence f d'excitation. Plus la fréquence est élevée, plus les courants circulent en surface : c'est l'effet de peau. Cet effet est caractérisé par l'épaisseur de peau δ qui correspond à une atténuation des courants de Foucault d'un facteur e :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu f\sigma}} \quad (1.4)$$

Cette valeur permet d'apprécier la profondeur de la zone dans laquelle circulent 64% des CF, dans le cas d'une onde excitatrice plane. Par extension, cette grandeur est généralement utilisée pour estimer grossièrement la profondeur de pénétration des CF quelque soit le type d'inducteur utilisé et donc la profondeur d'investigation d'un capteur CF à une fréquence donnée, pour un matériau donné.

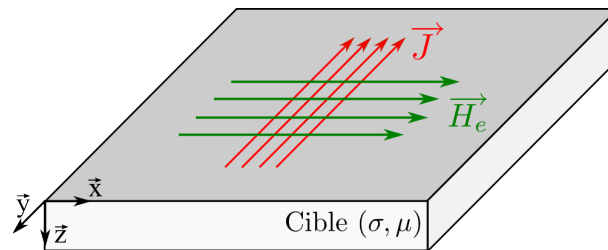


FIG. 1.7 – Orientation des courants de Foucault pour une excitation en onde plane uniformément orientée.

Si d'après ce qui précède, du point de vue de la profondeur d'inspection de la cible, le choix de l'émetteur d'un système de CND à CF est important, le choix du récepteur l'est également,

en particulier pour des questions de résolution et de sensibilité. C'est pourquoi dans ce qui suit nous nous intéresserons à quelques technologies de capteurs et aux innovations récentes dans ce domaine.

1.2.3.3 Les capteurs « ponctuels »

Les capteurs CF élémentaires sont constitués d'un ou de deux éléments inductifs (le plus souvent des bobines ou des mini-bobines) et sont dits "ponctuels" car la zone d'inspection qui leur est associée est spatialement limitée. Ces capteurs sont actuellement largement utilisés dans l'industrie car ils sont bon marché, robustes, sans contact, simples à mettre en oeuvre et historiquement ils répondaient aux attentes de l'industrie en termes de sensibilité et de résolution spatiale. Ces capteurs se présentent sous la forme de « crayons » que l'opérateur manipule sur la zone inspectée (autour d'un rivet ou d'une soudure par exemple) (Fig. 1.8).

L'analyse des signaux issus de ces capteurs se fait généralement au moment du contrôle ou à l'aide de modèles comportementaux pré-établis. Mais faire la distinction entre un échantillon sain et un échantillon défectueux nécessite un fort niveau d'expertise de la part de l'opérateur.

L'inspection exhaustive de surfaces importantes avec ce type de matériel nécessite de nombreux déplacements et un grand nombre d'acquisitions, ce qui rend difficile l'automatisation des procédures de contrôle et pénalise le temps d'inspection.

Face à la complexité croissante des structures à contrôler, aux besoins accrus en rapidité, en pouvoir de détection et de caractérisation, ces capteurs élémentaires s'avèrent insuffisants. C'est pourquoi de plus en plus de solutions innovantes à base de multicapteurs sont développées.



FIG. 1.8 – Exemple de capteur crayon utilisé pour l'inspection d'une soudure.

1.2.3.4 Les multicapteurs et leurs technologies

Les solutions multicapteurs sont des associations matricielles de capteurs, micrométriques ou macrométriques, qui visent à augmenter les cadences d'inspection tout en maintenant la qualité de la résolution spatiale ; elles visent également à produire des signaux plus riches en information (acquisitions multi-vues, multifréquences...). De plus, les systèmes multicapteurs conformés ou conformables aux structures de géométries complexes favorisent l'efficacité de l'inspection en simplifiant les systèmes de positionnement et de déplacement. Enfin, les progrès réalisés ces dernières années en matière d'intégration de capteurs et de leur instrumentation associée permet d'envisager des multicapteurs mettant en oeuvre des éléments offrant une grande sensibilité au champ magnétique à mesurer.

Parmi ces éléments, on peut citer les capteurs inductifs, les magnéto-impédances et les

magnéto-résistances, mais aussi d'autres technologies telles que les capteurs à effet Hall, les Fluxgates ou les SQUID (Superconducting Quantum Interference Devices), pour lesquels nous allons donner quelques exemples de réalisations innovantes.

Multicapteurs inductifs

Les capteurs inductifs sont largement utilisés car ils sont robustes, simples à réaliser et à exploiter. En effet, ils sont constitués de simples bobinages qui peuvent prendre différentes formes et être réalisés selon différentes technologies (fils bobinés, micro-moulage, circuits imprimés...). Les bobines offrent également l'avantage de pouvoir être exploitées tant en émission (système inducteur) qu'en réception (système récepteur) ou en émission/réception. Ce sont donc des éléments privilégiés pour produire des sondes aux fonctions versatiles. Les signaux fournis par ces capteurs correspondent soit à la mesure de l'impédance de la bobine soit à la force électromotrice mesurée aux bornes de l'une ou d'un ensemble de bobines.

Ce type de technologie permet de concevoir des agencements et des combinaisons émission-réception afin d'améliorer les caractéristiques de détection. Citons par exemple la sonde SET à excitation tournante développée au CEA et destinée au contrôle de tubes de générateurs de vapeur dans les centrales nucléaires [SPRB97] et plus récemment les travaux du LGEP et du SATIE sur des multicapteurs à micro-bobines [RLBJ⁺07, RWJ⁺07] (Fig 1.9(a-b)). On peut également citer l'utilisation d'un couplage optique/multicapteur par la sonde CODECI du CEA qui fusionne les données issues d'une caméra CCD et les mesures de champ magnétique afin de caractériser des défauts de surface [SLG04].

Il est à noter que les capteurs inductifs peuvent être réalisés sur support souple [Woy05, ?], ce qui peut s'avérer très utiles pour le CND de pièces à géométries complexes telles que les éléments de moteurs d'avion (aubes, disques de turbines) (CEA/LIST)[DPM⁺06, GPDV⁺05] (Fig 1.9(c)).

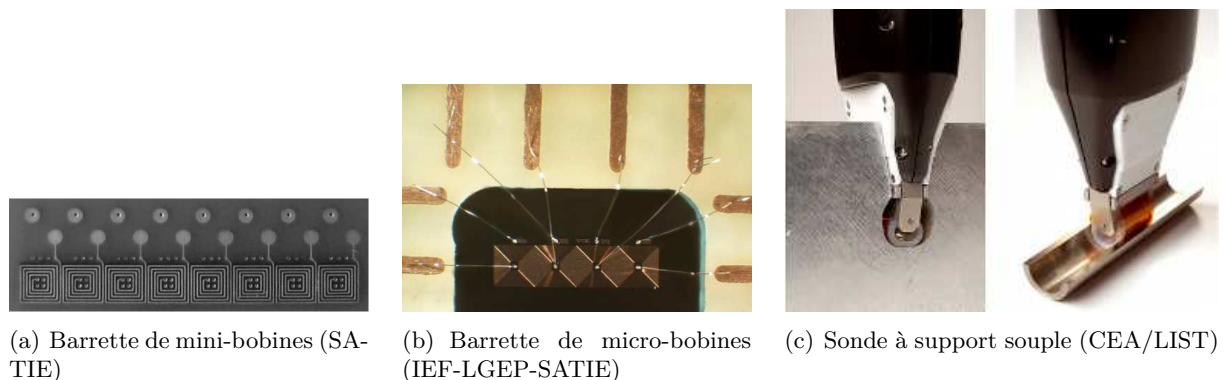


FIG. 1.9 – Exemple de multicapteurs inductifs.

Les capteurs inductifs présentent certains inconvénients. Leur sensibilité est directement liée à leur impédance, qui dépend de leur nombre de spires [Bry55] et donc de leur taille. Les capteurs de petites dimensions ont ainsi une meilleure résolution spatiale mais une plus faible sensibilité. Par ailleurs, la sensibilité des capteurs inductifs est directement proportionnelle à la fréquence des CF. Or, si la sensibilité des capteurs augmente avec la fréquence, la profondeur de pénétration diminue. La recherche de défauts enfouis dans les structures est donc limitée avec ce type de capteur. Pour palier ces inconvénients, des éléments sensibles qui ne soient pas des bobines peuvent être utilisés comme systèmes récepteurs tout en étant associés à des bobines inductrices.

Magnéto-résistance

Une magnéto-résistance est un capteur magnétique qui transforme une variation de champ magnétique en une variation de résistance. On distingue plusieurs types de magnéto-résistances selon le principe physique qui engendre la variation de résistance : les magnéto-résistances à effet géant (GMR), les magnéto-résistance anisotropes, les magnéto-résistances à effet tunnel (TMR) et les magnéto-résistance à effet colossal (CMR).

Les magnéto-résistances à effet géant (GMR) ont été découvertes en 1988 en France et en Allemagne² [BBFA88]. Elles sont constituées d'une alternance de couche de matériaux conducteurs non-magnétiques et de matériaux ferromagnétiques de très faibles épaisseurs (nm). Leur dimensions typiques vont de 1 μm à 100 μm [?]. Les GMR trouvent leur intérêt dans le CND par leur sensibilité aux faibles champs magnétiques quelle que soit la fréquence d'utilisation. De plus, leurs dimensions leur confèrent une très bonne résolution spatiale.

Parmi toutes les recherches et les applications des GMR pour ce CND, une des plus abouties et des plus performantes est le magnétomètre amélioré à tête rotative utilisant des GMR développé au GREYC par l'équipe de C. Dolabdjian [DWP07] et qui a été utilisé pour l'inspection de joints rivetés aéronautiques. Des fissures de 7 mm de long accolées à des rivets et enfouies à 6-9 mm de profondeur sont ainsi détectés avec un rapport signal à bruit d'au moins 14 dB.

D'autres recherches portant sur des applications de CND à GMR ont aussi vu le jour, notamment au CEA/LIST ou des études ont été menés pour l'inspection de structures de centrales nucléaires [Vac07, VGPD⁺06]. Ces études ont porté sur la détection de défauts de surface de très faibles dimensions (jusqu'à 100 \times 100 \times 100 μm^3).

Les magnéto-résistances anisotropes (AMR) sont composées d'une couche de métal ferromagnétique dont la résistance varie avec le champ magnétique. Ce sont des éléments qui sont actuellement très utilisés comme capteurs de champ magnétique intégrés. Ils peuvent être facilement miniaturisés (dimensions inférieures à 100 μm), mais leur utilisation en CND est peu répandue [Vac07].

Les magnéto-résistances à effet tunnel [YNF⁺04] sont utilisées en stockage d'information, mais elles n'ont jusqu'à présent pas d'application en CND utilisant des TMR [Vac07].

Magnéto-impédance

Une magnéto-impédance est un capteur de champ magnétique dont l'impédance varie avec le champ magnétique auquel elle est soumise [HTR35]. Le phénomène mis en jeu est lié à l'effet de peau dans un matériau conducteur. En effet, si l'on considère un fil de faible rayon en présence d'un champ magnétique de fréquence suffisamment élevée pour que l'épaisseur de peau soit plus faible que le rayon du fil, l'impédance de celui-ci dépend alors de l'épaisseur de peau et donc de la perméabilité magnétique μ du matériau. Dans le cas des matériaux ferromagnétiques, où la perméabilité magnétique dépend de l'intensité du champ magnétique, l'impédance de l'élément dépendra directement du champ magnétique mesuré [?]. Leur dimensions typiques vont de 1 mm à 5 mm [?], ce qui leur confère une plus faible résolution spatiale que les GMR.

Les magnéto-impédances (MI) et surtout les magnéto-impédances à effet géant (GMI), sont appréciées pour leur grande sensibilité au champ magnétique (plus élevée que pour des GMR) [?] et leur très faible bruit [MRAa06]. Les éléments GMI sont donc de bons candidats pour la

²Pour cette découverte, le français Albert Fert et l'allemand Peter Grünberg se sont vus décerner le prix Nobel de physique en 2007.

caractérisation de petits défauts enfouis dont les réponses en champ magnétique sont très faibles. La faisabilité de systèmes exploitant des GMI pour des applications de CND a été montrée au CEA/LIST et à l'ENS de Cachan [VAGP07, Vac07] (détection de défauts dans des structures de centrales nucléaires).

Autres types d'éléments récepteurs

Il existe de nombreuses autres technologies d'éléments sensibles que l'on pourrait envisager d'exploiter pour réaliser des multicapteurs CF, comme les capteurs à effet Hall, les fluxgates [Rip92] ou les SQUID [Ga02].

Les fluxgates sont des éléments très sensibles au champ magnétique (comme les GMI) mais sont généralement de dimensions élevées, ce qui leur confère une faible résolution spatiale. Les fluxgates de petites dimensions sont moins sensibles au champ magnétique.

Les capteurs à effet Hall ont un bruit magnétique sensiblement plus important que les GMI (supérieur d'un facteur de l'ordre de 500) ou les GMR (d'un facteur 10 à 100) ce qui les rend moins intéressants pour le CND que ces technologies [Vac07].

Enfin, les SQUID sont des systèmes à base de supraconducteurs ayant une très grande sensibilité au champ magnétique mais nécessitant une instrumentation complexe. Toutefois, des solutions à base de SQUID ont été proposées pour des applications de CND à CF pour l'aéronautique [Ga02, ASBV08].

Conclusion sur les multicapteurs à courants de Foucault

Les systèmes multicapteurs présentés jusqu'ici ont pour la plupart été développés dans le but d'améliorer trois aspects du contrôle non-destructif à CF :

- la rapidité de contrôle, par le biais de la mise en parallèle de plusieurs capteurs et de la réduction des déplacements de sonde ;
- le pouvoir de détection, par l'utilisation de récepteurs à haute sensibilité et/ou la combinaison de stratégies d'émission-réception ;
- la résolution spatiale, par le biais de l'utilisation d'éléments sensibles de tailles réduites (bobines micro-moulées, GMR, ...).

L'amélioration de la rapidité du contrôle et de la résolution spatiale dans le cas de l'inspection de larges surfaces passe par l'intégration d'un grand nombre d'éléments sensibles dans des structures multicapteurs. Cette contrainte augmente la complexité de réalisation et d'exploitation des systèmes multicapteurs et elle pose le problème de la robustesse de ces systèmes face aux conditions réelles d'utilisation (phénomène de diaphonie, équilibrage, etc...). Il est à noter que des études sont en cours pour s'affranchir de ce type de contrainte [TJV08].

En ce qui concerne l'instrumentation, ces systèmes multicapteurs nécessitent également le développement de générateurs CF multi-voies spécifiques, tels que ceux développés par M2M³. Pour ces raisons, les systèmes multicapteurs développés se limitent généralement à des systèmes en barrettes (matrice à une dimension) afin de limiter le nombre de connexions et de voies de mesures à exploiter. Afin d'obtenir une image CF de la zone inspectée, il est donc nécessaire de déplacer la barrette dans la direction perpendiculaire à sa direction principale ; ceci se fait au détriment de la vitesse d'acquisition, et/ou de la résolution spatiale.

³générateurs CF 128 voies, <http://www.m2m-ndt.com/products-2-fr.html>

Pour les pièces industrielles de surfaces importantes, une alternative intéressante aux multi-capteurs consiste à mettre en œuvre des techniques d'imagerie CF qui soient capables de traduire directement en image la distribution du champ magnétique à la surface de la zone d'inspection, sans discrétiser la mesure par le biais d'un ensemble d'éléments sensibles contigus. L'intérêt de cette approche instrumentale est de permettre d'envisager la mise en œuvre de techniques d'imagerie quantitative à CF utilisant des algorithmes de reconstruction 3D dans des conditions de résolution spatiale et de vitesse d'inspection raisonnables.

1.3 Introduction à l'imagerie magnéto-optique

1.3.1 Matériaux magnéto-optiques

On désigne par matériaux magnéto-optiques (MO) des matériaux magnétiques optiquement actifs. Ils sont le siège d'effets MO qui trouvent de nombreuses applications dans les communications optiques, le stockage de données, la mesure et l'imagerie de champ magnétique... [Cas97b].

Dans le cas qui nous concerne, l'imagerie MO (IMO), des films de matériaux MO sont utilisés pour traduire les variations du champ magnétique auquel ils sont soumis en variations d'intensité lumineuse. Pour ce faire, ils sont exploités en lumière polarisée à l'aide d'un dispositif optique adéquat.

Les films IMO sont organisés en domaines magnétiques éventuellement de faibles dimensions (15 μm de largeur pour ceux utilisés dans cette thèse) (Fig 1.10). Ils permettent de produire une image de la distribution en 2D du champ magnétique à la surface de la structure inspectée et ce, dans une zone relativement large (jusqu'à 75 mm de diamètre, selon la dimension du film utilisé) et avec une résolution spatiale uniquement limitée par la taille des domaines magnétiques. L'image MO obtenue résulte non pas de l'intégration du champ magnétique sur toute la surface du film, mais bien des variations locales du champ magnétique dont les effets se manifestent à l'échelle de chaque domaine magnétique. Le pouvoir de résolution d'un tel traducteur MO est équivalent à celui de quelques millions de microcapteurs de l'ordre de 15 μm de côté qui seraient juxtaposés à sa surface.

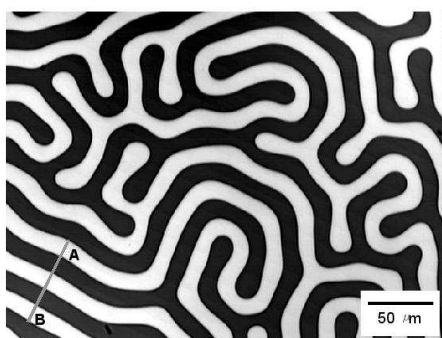


FIG. 1.10 – Domaines magnétiques d'un grenat MO obtenue par microscopie métallographique à réflexion. La taille d'un domaine est de 15 μm . (R. Grechishkin)

L'imagerie directe d'une zone relativement importante, comparée à l'utilisation de multi-capteurs, permet d'éliminer le problème de l'instrumentation multi-voie et des connexions, de réduire considérablement les temps d'acquisition et de fiabiliser et simplifier les stratégies de

positionnement et de déplacement des capteurs.

Ce type de traducteurs dédiés à l'imagerie MO exploite l'effet Faraday, qui se manifeste par la rotation du plan de polarisation d'une lumière linéairement polarisée lors de sa transmission dans le matériau. Cette rotation est une fonction de l'aimantation du matériau, laquelle est susceptible d'être modifiée par le champ magnétique dans lequel baigne le film IMO. Afin d'exploiter au mieux cet effet, il est nécessaire que le traducteur MO présente à la fois une forte rotation Faraday et une faible atténuation optique. À ce titre, les films IMO réalisés à partir de grenats ferrimagnétiques sont des éléments intéressants.

1.3.2 Films magnéto-optiques pour l'imagerie

1.3.2.1 Présentation et réalisation

Les films ferrimagnétiques mono-cristallins sont devenus au cours des deux dernières décennies les composants les plus utilisés pour la visualisation directe de distributions de champ magnétique [GCg⁺07]. Ces matériaux synthétiques, aussi appelés *grenats* en raison de leur analogie cristallographique avec le grenat naturel, sont des oxydes de fer dont les performances magnéto-optiques sont particulièrement intéressantes pour l'imagerie. En effet, en présence d'un champ magnétique, ces matériaux manifestent une forte rotation Faraday et ce, à des longueurs d'ondes optiques pour lesquelles l'absorption est relativement faible et permet leur utilisation. Nous verrons par la suite comment est quantifié le facteur de qualité de ces matériaux.

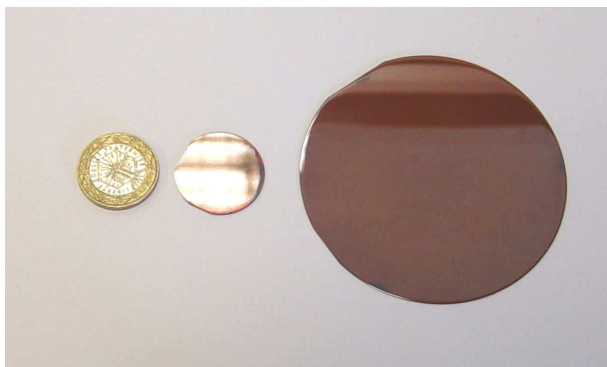


FIG. 1.11 – Exemple de films IMO : film de diamètre 25 mm et 75 mm.

Les films de grenats MO de *haute qualité*⁴ sont le plus souvent réalisés par *épitaxie en phase liquide*, technique développée dans les années 1970 [GCg⁺07, Cas97a]. La croissance du cristal est obtenue par la mise en contact d'un substrat de SGGG (Substituted Gallium Gadolinium Garnet) avec une source liquide à très haute température (> 1000°C). Cette réalisation est très délicate car le choix du substrat et le contrôle des conditions de l'épitaxie (la température du composé liquide, la vitesse de croissance cristalline...) influent sur les propriétés magnéto-optiques du cristal principal. L'épitaxie en phase liquide permet d'obtenir une couche de cristal d'une épaisseur parfaitement maîtrisée de quelques micromètres, déposée sur un substrat de quelques centaines de micromètres.

Les compositions chimiques et cristallines des grenats MO, de formule générale :



⁴dont les propriétés sont bien contrôlées lors de la réalisation.

à base de terres rares (Bi, Pb, Ca...) et d'ions métalliques (Fe, Al, Ga, Cr...) occupant diverses positions sous différentes formes cristallines ($\{R\}$ dodécaédrique, $[Fe]$ octaédrique et (Fe) tétraédriques) et d'ions oxygènes (O) permettent de créer une infinie variété de matériaux et de leur conférer une grande variété de propriétés MO [GCg⁺07].

1.3.2.2 L'effet Faraday

Découvert en 1845 par Mickaël Faraday [Cas97b], *l'effet Faraday* est une conséquence de *la biréfringence magnétique circulaire* des matériaux magnétiques.

Un faisceau de lumière polarisée linéairement de direction de propagation \vec{k} pénétrant un matériau magnéto-optique d'aimantation \vec{M} se décompose dans le matériau en deux modes propres de polarisation circulaire droite et gauche (Fig. 1.12) dont les vitesses de propagation sont différentes. A la sortie du matériau de longueur L , le faisceau lumineux se recompose en une polarisation linéaire dont l'angle de polarisation a tourné de θ_F (rotation Faraday) par rapport à l'orientation d'origine. θ_F est donné par :

$$\theta_F = k_F \cdot \int_L \vec{M}(l) \cdot d\vec{l} \quad (1.6)$$

où k_F est une constante qui représente le pouvoir rotatoire du matériau et qui dépend du matériau et de la longueur d'onde optique.

Dans un film IMO, l'angle de la rotation Faraday est directement proportionnel à l'aimantation du matériau. Suivant sa caractéristique d'aimantation $\vec{M} = \vec{M}(\vec{H})$, l'angle de la rotation Faraday dépend donc du champ magnétique \vec{H} appliqué au film IMO.

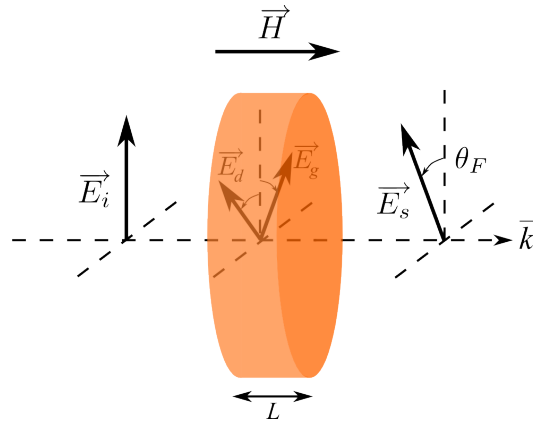


FIG. 1.12 – L'effet Faraday dans un matériau ferrimagnétique : \vec{H} est le champ magnétique appliqué au matériau, \vec{M} son aimantation, θ_F est l'angle de la rotation Faraday entre l'onde incidente \vec{E}_i et l'onde sortante \vec{E}_s ayant tourné autour de l'axe de propagation.

Il faut noter que l'effet Faraday est non-réciproque [Cas97a], ce qui signifie que la rotation de la polarisation dépend uniquement du sens de l'aimantation et nullement de la direction de propagation du faisceau lumineux. Ainsi, si le faisceau lumineux traverse le film dans un sens puis dans l'autre, la rotation Faraday est doublée. Cette propriété est exploitée en imagerie MO : grâce à une couche réfléchissante sur une des faces du film IMO.

1.3.2.3 Anisotropie

Les matériaux ferrimagnétiques, tels que les films de grenat MO qui nous intéressent, sont le siège d'énergies concurrentes qui influent sur leur aimantation \vec{M} . Dans le cas particulier d'une couche épitaxiée sur un substrat située dans le plan (\vec{x}, \vec{y}) (Fig. 1.13), nous pouvons distinguer deux énergies qui contribueront à la définition de l'anisotropie du film IMO [GCg⁺07, Dec03] :

- **l'énergie d'anisotropie uniaxiale W_{K_u}** , dont l'origine réside dans le processus d'élaboration des films IMO (anisotropie de croissance) et dans les phénomènes magnéto-élastiques des mailles cristallines du matériau. Elle est définie par l'équation suivante qui fait intervenir la constante d'anisotropie uniaxiale K_u :

$$W_{K_u} = K_u \sin^2(\theta) \quad (1.7)$$

Cette énergie définit l'axe de facile aimantation du matériau comme l'axe normal (\vec{z}) (W_{K_u} est maximum pour $\theta = \frac{\pi}{2}$)

- **l'énergie démagnétisante W_d** qui, dans le cas d'un matériau uniformément aimanté, ne dépend que de sa forme et de l'orientation de l'aimantation. Si l'aimantation à saturation est M_s , on a :

$$W_d = \frac{\mu_0}{2} M_s^2 \cos^2(\theta) \quad (1.8)$$

Cette énergie favorise l'orientation de l'aimantation dans le plan du film IMO (W_d est maximum pour $\theta = 0$).

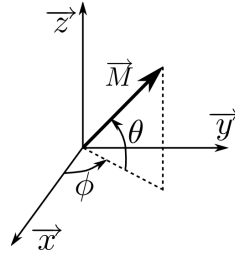


FIG. 1.13 – Représentation du repère lié au plan (\vec{x}, \vec{y}) du film IMO.

Ces deux énergies permettent de définir le facteur de qualité Q , qui décrit la compétition entre l'énergie d'anisotropie uniaxiale et l'énergie démagnétisante, et qui caractérise ainsi l'anisotropie des films IMO :

$$Q = \frac{2K_u}{\mu_0 M_s^2} \quad (1.9)$$

Ce coefficient permet de distinguer deux types de matériaux : ceux pour lesquels $Q > 1$ et ceux pour lesquels $Q < 1$:

- **pour $Q > 1$** , W_{K_u} est prépondérante sur W_d : le matériau présente une anisotropie uniaxiale normale. La direction de facile aimantation est la direction normale au plan du film IMO et le matériau est par conséquent principalement sensible au champ magnétique normal \vec{H}_z (Fig. 1.14).
- **pour $Q < 1$** , W_d est prépondérante sur W_{K_u} : le matériau présente des moments magnétiques orientés dans le plan. Il est alors sensible aux champs magnétiques \vec{H}_x et \vec{H}_y .

Dans le cas des applications de CND concernant des structures planes, il est particulièrement intéressant de ne chercher à visualiser que la composante de champ normale au plan de la structure inspectée, pour des raisons évoquées dans la suite de ce chapitre (Sec. 1.4.1). C'est

pourquoi nous nous intéresserons uniquement aux films IMO sensibles à la seule composante magnétique \vec{H}_z normale au plan de ces films ($Q > 1$).

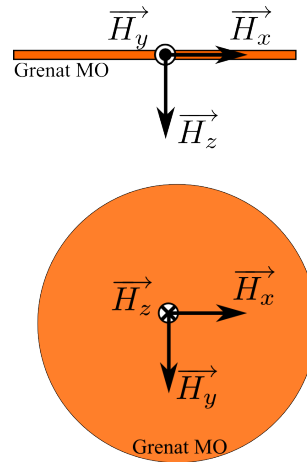


FIG. 1.14 – Convention d'orientation du repère orthonormé considéré relativement au film IMO

1.3.2.4 Principe de mesure du champ magnétique par la rotation Faraday

L'exploitation de l'effet Faraday pour la traduction MO requiert l'utilisation d'un dispositif optique composé d'un polariseur et d'un analyseur (Fig. 1.15). La source lumineuse associée à un polariseur génère un faisceau lumineux polarisé linéairement qui traverse le film IMO. Celui-ci, excité par un champ magnétique \vec{H}_z , fait tourner le plan de polarisation de la lumière d'un angle θ_F par rotation Faraday. Ainsi, en supposant le couple polariseur/analyseur utilisé parfait, le flux lumineux ϕ_s sortant de l'analyseur a pour expression, compte-tenu de la loi de Malus [Pér04, Cas97b] :

$$\phi_s = e_0^2 \cdot e^{-\alpha L} \cos^2(\beta + \theta_F) \quad (1.10)$$

où :

- e_0 est l'intensité du flux lumineux à l'entrée du polariseur,
- β est l'angle entre le polariseur et l'analyseur,
- α est le coefficient d'absorption optique (défini par unité de longueur), et $e^{-\alpha L}$ caractérise l'atténuation sur une longueur de propagation L dans le film IMO.

Le flux lumineux émergent est dépendant de la rotation Faraday et donc du champ magnétique que l'on cherche à imager (Eq. 1.6 et 1.10).

Les films de grenats MO sont aussi caractérisés par leur efficacité optique Ψ , qui traduit le pouvoir de rotation Faraday k_F ramené à l'absorption optique α , et qui s'exprime par [GCg⁺07, Cas97a] :

$$\Psi = \frac{k_F}{\alpha} \quad (1.11)$$

Rappelons que les deux coefficients k_F (Eq. 1.6) et α dépendent tous deux de la longueur d'onde du flux lumineux utilisé et que les films IMO sont actuellement les seuls matériaux permettant une rotation Faraday élevée pour des longueurs d'ondes auxquelles l'absorption optique reste faible.

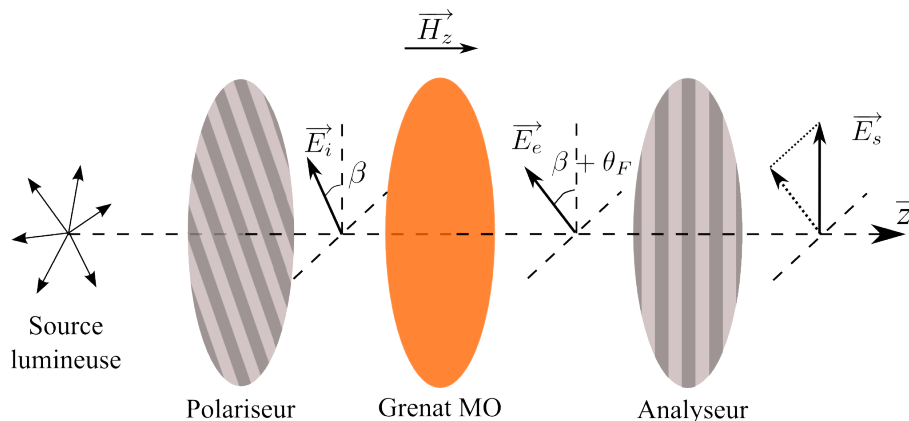


FIG. 1.15 – Mesure d'un champ magnétique \vec{H}_z à partir de la rotation Faraday dans un film IMO.

1.3.3 Exploitation des films IMO pour l'imagerie

Suivant l'analyse de Scott et Lacklison [SL76], on peut considérer deux modes d'exploitation de ce type de matériaux : le **mode interrupteur optique** et le **mode modulateur optique**.

1.3.3.1 Mode interrupteur

Le mode interrupteur optique requiert d'utiliser un film IMO dont le cycle d'aimantation soit caractérisé par un comportement non linéaire et fortement hystérétique, tel que présenté à la figure 1.16. L'aimantation de ce matériau ne peut prendre que deux valeurs : $+M_{sz}$ ou $-M_{sz}$ en fonction du champ magnétique normal \vec{H}_z appliqué. Par conséquent, la rotation Faraday ne peut prendre elle aussi que deux valeurs : $+\theta_F$ et $-\theta_F$.

Afin de produire des images avec un fort contraste, il est intéressant de choisir l'angle β entre le polariseur et l'analyseur de façon à obtenir :

- l'état « éteint » : $\beta + \theta_F = \frac{\pi}{2}$, donc $\phi_s = 0$. L'analyseur ne laisse passer aucune lumière et l'on obtient des points "éteints" sur la visualisation.
- l'état « allumé » : $\beta - \theta_F = \frac{\pi}{2} - 4\theta_F < \frac{\pi}{2}$, donc $\phi_s \neq 0$. Une partie de la lumière est transmise, et l'on obtient des points « allumés » sur la visualisation.

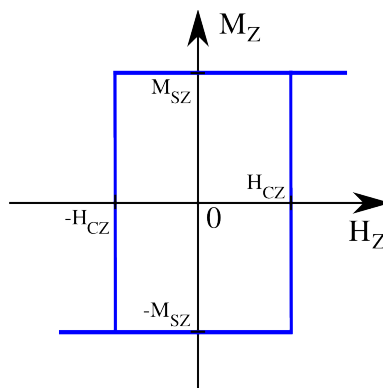


FIG. 1.16 – Caractéristique d'aimantation d'un film IMO uniaxial non-linéaire.

Le mode interrupteur donne le plus fort contraste d'image. Ce mode est utilisé par exemple dans des systèmes d'imagerie de domaines magnétiques afin d'analyser la structure du matériau étudié. Il est utilisé aussi dans des applications pratiques telles que la visualisation de motifs magnétiques cachés dans des documents ou des billets de banques [GCg⁺07, VBNN08] (Fig 1.17), ou bien pour lire des informations binaires stockées sous forme magnétique. Ce mode de fonctionnement est également à la base de la conception de l'appareil d'imagerie MO à courants de Foucault « tout ou rien » présenté en 1.4.2.

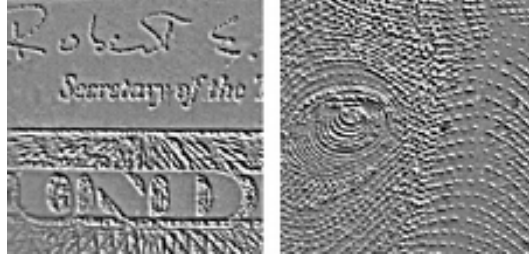


FIG. 1.17 – Visualisation MO de motifs magnétiques cachés dans un billet de banque.

1.3.3.2 Mode modulateur

Ce mode de fonctionnement requiert l'utilisation d'un film IMO aux propriétés paramagnétiques ou diamagnétiques dont le cycle d'aimantation présente une large plage linéaire (Fig. 1.18). Dans cette plage, l'angle de la rotation Faraday vérifie :

$$\theta_F = V_F \cdot \int_L \overrightarrow{H_z(l)} \cdot \overrightarrow{dl} \quad (1.12)$$

avec :

- V_F : constante de Verdet qui dépend de l'indice du matériau et de la longueur d'onde,
- $\overrightarrow{H_z}$: champ magnétique normal en $A.m^{-1}$,
- L : épaisseur du film.

Si l'épaisseur L du film est très faible (ceux utilisés ont une épaisseur de quelques micromètres), on peut considérer que le champ magnétique $\overrightarrow{H_z}$ de module H_z est constant sur toute la longueur de propagation de la lumière. On a donc :

$$\theta_F = V_F \cdot L \cdot H_z \quad (1.13)$$

Pour ce type de film IMO, l'efficacité optique, précédemment définie par l'équation 1.11 peut s'écrire :

$$\Psi = \frac{V_F}{\alpha} \quad (1.14)$$

Ce type de film permet de traduire les variations de champ magnétique H_z en variations de flux lumineux ϕ_s en sortie de l'analyseur. Pour maximiser la variation de flux en sortie de l'analyseur, on choisit généralement l'angle polariseur-analyseur $\beta = \frac{\pi}{4}$.

Le mode « modulateur optique » est utilisé dans les applications où l'on souhaite réellement mesurer un champ magnétique, par exemple pour la visualisation de distribution de courants dans des matériaux supraconducteurs [War02]. Dans le cadre du CND par CF, ce mode a déjà

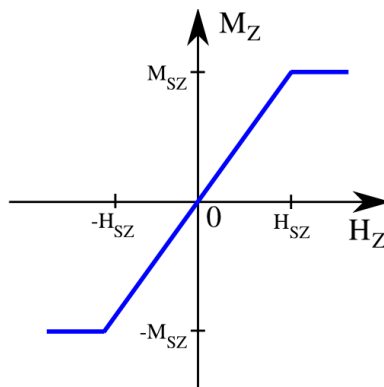


FIG. 1.18 – Caractéristique d'aimantation d'un film IMO uniaxial linéaire.

été envisagé en particulier pour le développement d'un microscope LASER MO à courants de Foucault [RZR⁺01]. Toutefois, ce système exploite un film IMO à aimantation dans le plan ($Q < 1$) et un inducteur à onde non plane, et présente des performances de détection de défauts débouchants modestes.

Néanmoins, ce mode d'exploitation d'un film IMO au cycle d'aimantation linéaire se révèle très prometteur pour des applications d'imagerie par courants de Foucault dédiées au CND (Sec. 1.4.4).

1.4 Imagerie magnéto-optique à courants de Foucault pour le CND

1.4.1 Principe

Le principe des imageurs MO à CF pour le CND est basé sur l'utilisation combinée d'un inducteur CF, chargé d'induire la circulation de CF dans la structure inspectée, et d'un ensemble de visualisation magnéto-optique qui fait office de récepteur d'images CF.

Dans le cas du CND de structures planes et de l'utilisation de films IMO uniaxiaux (sensibles à la composante normale du champ magnétique), il est particulièrement intéressant de chercher à visualiser la composante de champ normale au plan de la structure inspectée. En effet, en supposant que l'on puisse travailler dans le cas de l'onde d'excitation plane idéale telle que celle présentée à la section 1.2.3.2, la composante normale du champ est uniquement due au champ de réaction produit par la présence d'un défaut. Cette composante de champ est donc particulièrement pertinente pour la caractérisation du défaut rencontré (Fig. 1.19).

Il est donc légitime d'utiliser un inducteur capable de générer une onde localement plane, de telle sorte qu'une nappe de CF uniformément orientée soit générée dans la zone d'inspection (Fig. 1.7). De plus, dans le cas de la recherche de défauts aux pieds des rivets dans les structures aéronautiques, l'orientation de la nappe de CF n'est pas choisie au hasard. En effet, les fissures de fatigue se propagent de manière préférentielle dans le sens des rivures (axe \vec{x} sur la figure 1.20). Afin de maximiser l'interaction entre les lignes de courants de Foucault et les fissures potentielles [Cen85], l'orientation des CF est choisie selon l'axe \vec{y} perpendiculaire à la direction la plus probable des défauts (Fig. 1.20). Il est à noter que ces considérations sont

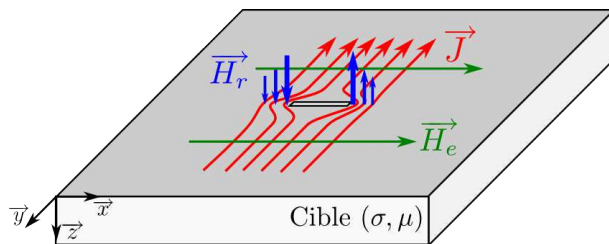


FIG. 1.19 – Représentation des CF déviés autour d'un défaut et du champ magnétique normal résultant.

valables dans le cas de structures rivetées où les courants ont tendance à contourner le défaut dans leur plan de propagation. Dans le cas de structures massives, les courants induits peuvent aussi contourner le défaut par le dessus ou le dessous et le champ magnétique normal de réaction est alors plus faible.

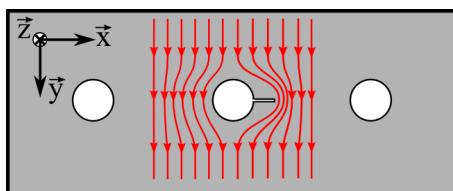


FIG. 1.20 – Orientation des courants de Foucault qui maximise leur interaction avec une fissure orientée selon la ligne de rivures.

Cette interaction entre les lignes de courants et les ruptures de conductivité permet de générer un champ magnétique normal \vec{H}_z caractéristique de la présence de ces ruptures. Ce champ magnétique normal est ensuite traduit en intensité lumineuse à l'aide d'un film IMO uniaxial. Notons au passage qu'un film qui ne présenterait pas une forte anisotropie uniaxiale normale ne serait d'aucune utilité car il serait en permanence saturé par le champ magnétique inducteur tangentiel, de forte amplitude.

Une caméra CCD est utilisée pour recueillir les variations d'intensité lumineuse résultant de l'interaction entre le faisceau lumineux polarisé et le film, afin de les stocker ou de permettre à l'opérateur de les visualiser.

Les avantages de ces systèmes résident dans :

- **la diminution considérable des temps d'acquisition** par rapport à un balayage exhaustif d'une même surface par des multicapteurs (à résolution spatiale égale) et par les possibilités de mesure du champ magnétique sur une surface importante (de 25 mm à 75 mm de diamètre, suivant le film utilisé) sans mouvement du système,
- **la haute résolution des images** obtenue grâce à des matériaux magnéto-optiques ayant une période de domaines magnétiques très faible (15 μm),
- la possibilité d'obtenir **une image CF/MO à fort contraste** directement interprétable en temps réel par un opérateur, dans le cas de l'utilisation d'un film IMO non linéaire exploité en interrupteur optique,
- la possibilité d'effectuer **un mesurage de la distribution spatiale du champ magnétique à la surface**, dans le cas de l'utilisation d'un film IMO linéaire exploité en modulateur optique, et d'utiliser des techniques d'inversion pour la caractérisation avancée des défauts détectés.

Un premier système d'imagerie CF/MO performant a été développé et commercialisé dans les années 80 par la société américaine PRI (Physical Research Incorporated) [FTS96, FTS⁺93], pour résoudre le problème de la rapidité de contrôle des joints rivetés en aéronautique. C'est ce premier imageur, dénommé MOI pour «magneto-optical imager » et reposant sur une approche « interrupteur optique » qui est présenté au paragraphe suivant.

1.4.2 Imageur magnéto-optique qualitatif

1.4.2.1 Présentation

La société PRI a développé et commercialisé le premier imageur magnéto-optique (MOI) (Fig. 1.21) destiné au CND des joints rivetés en aéronautique. Les avantages de cet appareil, en comparaison avec des systèmes conventionnels [Dec03, p. 34], sont sa simplicité d'utilisation et sa rapidité d'acquisition d'images de grande dimension (75 mm de diamètre). En effet, celles-ci s'affichent pour l'utilisateur en temps réel sur un casque vidéo dédié ou sur un ordinateur via une carte d'acquisition vidéo. L'objectif était de produire une image à fort contraste qui soit directement interprétable par l'utilisateur pour former un diagnostic en temps réel. D'après le constructeur, l'utilisation d'un MOI permet d'améliorer d'un facteur 8 le temps d'inspection par rapport à un capteur CF ponctuel conventionnel.

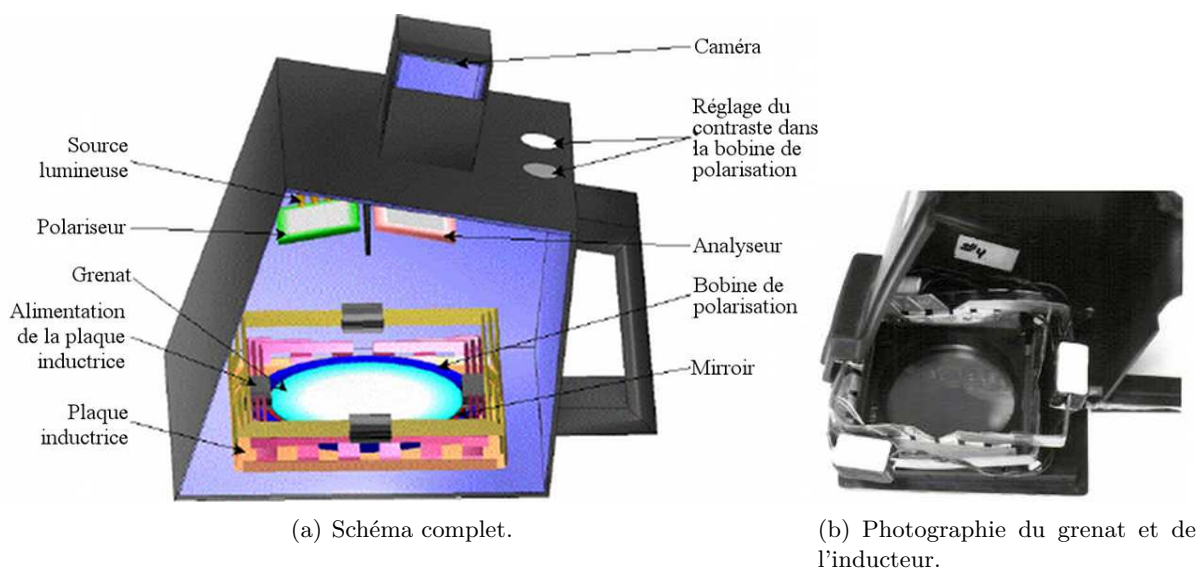


FIG. 1.21 – Représentation du MOI.

Cet appareil exploite une traduction magnéto-optique en mode « interrupteur » à l'aide d'un film IMO uniaxial fortement non linéaire de formule chimique $(\text{BiTm})_3(\text{FeGa})_5\text{O}_{12}$ et d'épaisseur $3 \mu\text{m}$ [FTS⁺93].

L'induction des courants de Foucault est assurée par un système constitué de plaques de cuivre de forme carrée alimentées par une tension alternative. Ce système permet d'induire localement une densité de courants de Foucault uniforme dans la structure à contrôler (Fig. 1.22) et ce, à des fréquences comprises entre 1,5 kHz et 200 kHz.

La traduction MO en mode « interrupteur » des interactions entre les CF et les défauts dans la structure inspectée permet de produire des images à deux niveaux « tout ou rien » ou « zones

foncées »/ »zones claires ». Le seuil de basculement entre les zones claires et foncées est ajustable de telle sorte que le contraste soit adapté à l'intensité du champ magnétique normal relatif à la présence d'un défaut. L'ajustement du seuil de basculement se fait à l'aide d'une bobine de polarisation (Fig. 1.21) qui vient ajouter un champ magnétique normal au plan du film, d'un niveau légèrement inférieur à celui du champ magnétique H_{cz} de basculement de l'aimantation du film (Fig. 1.16). Ainsi, une faible augmentation du champ normal due à la présence d'un défaut fera basculer l'aimantation et donc « commuter » l'interrupteur optique. La figure 1.23 présente des exemples d'images produites par le MOI pour l'inspection de rivets fissurés et de zone de corrosion.

1.4.2.2 Appareil Commercial

Sous sa forme commerciale, le MOI se compose de trois modules (Fig. 1.24) :

- Une alimentation contrôlée (A)
- Le boîtier de mesure (B)
- Un casque de visualisation temps-réel (C)

Cet appareil est utilisable directement sur site et il l'a été par Boeing pour le contrôle de ses avions.

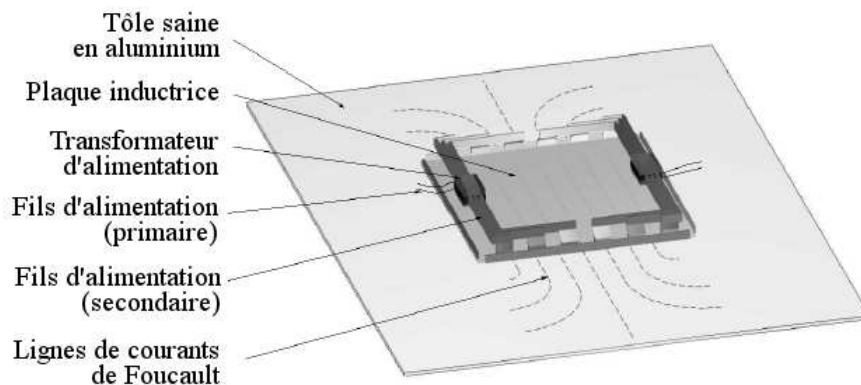
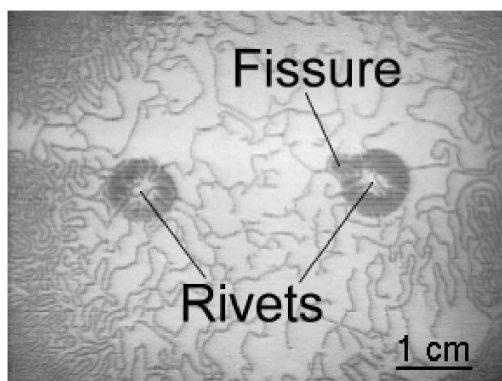
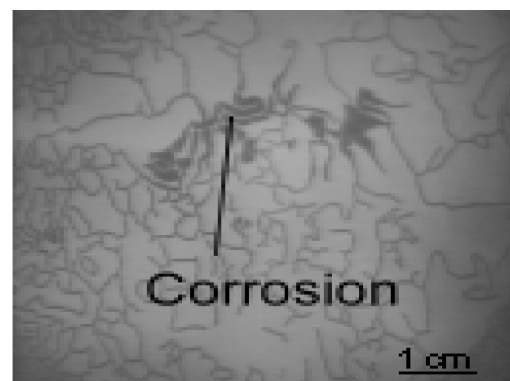


FIG. 1.22 – Représentation de l'inducteur du MOI.



(a) Mesure d'un rivet sain et d'un rivet fissuré.



(b) Mesure de corrosion.

FIG. 1.23 – Exemple d'images fournies par le MOI.

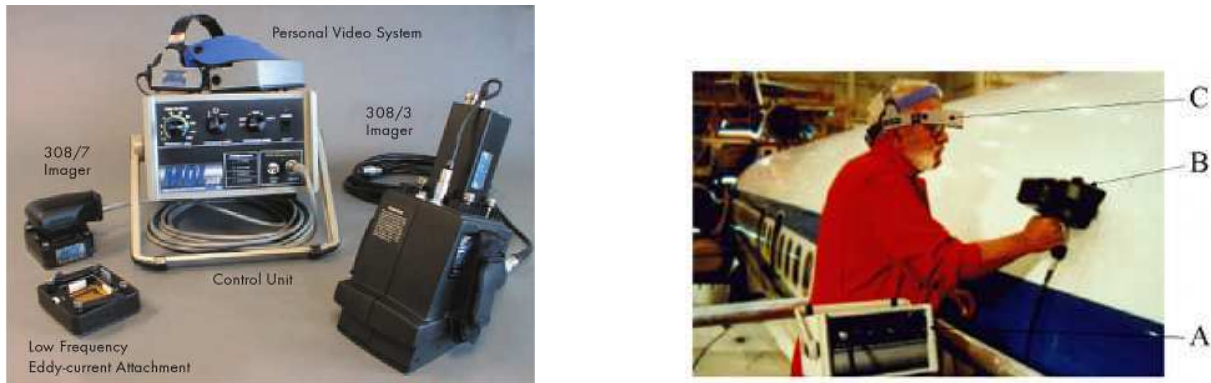


FIG. 1.24 – Présentation commerciale et utilisation du MOI.

1.4.2.3 Inconvénients et limites du MOI

Bien qu'il permette une inspection relativement rapide des structures à contrôler, le MOI présente un certain nombre d'inconvénients et de limites. De plus, le gain de temps annoncé est modeste, et il est diminué par plusieurs facteurs.

En premier lieu, les images binaires (tout ou rien) sont obtenues par comparaison à un seuil que l'opérateur doit adapter lui-même en permanence de façon empirique en fonction des défauts recherchés. En outre, l'opérateur doit faire de multiples passages dans la zone du défaut afin d'assurer une bonne détection.

En second lieu, l'information binaire fournie limite considérablement l'utilisation ultérieure de tout algorithme de caractérisation quantitative des défauts détectés, même avec l'aide de systèmes de traitement d'images. De plus, la sensibilité aux défauts reste assez réduite, en particulier lorsqu'ils sont enfouis au delà de 1 mm de profondeur. Enfin, la qualité des images fournies est fortement tributaire de la température, et largement dégradée par la présence de domaines magnétiques minoritaires, qui se traduit par l'apparition de « serpentins » qui obscurcissent encore d'avantage l'image formée. Pour être plus exploitables, les images nécessitent donc d'être filtrées, de façon statique [Dec03] ou dynamique [PUS04].

En raison de ces inconvénients, il semble que le MOI provoque un nombre assez élevé de fausses alarmes, ce qui ralentit considérablement l'inspection puisqu'une vérification doit généralement être faite sur les rivets détectés comme défectueux. Pour ces raisons, il semble également que l'utilisation du MOI soit progressivement abandonnée.

1.4.3 Imageur MODAI

Un second dispositif d'imagerie MO destiné au CND, reposant globalement sur le même principe que le MOI a été proposé par Novotny et al. [NMH02, NSM04] : le MODAI (magneto-optical direct alternating imager). Il comporte un inducteur composé d'un circuit magnétique en tore tronqué et bobiné (Fig. 1.25). Ce système offre l'avantage de pouvoir être utilisé indifféremment en statique ou en dynamique. Dans le cas statique, il s'agit de visualiser des flux de fuite comme en magnétoscopie. En mode dynamique, il s'agit de visualiser le champ de réaction dû aux interactions des lignes de CF avec les défauts éventuels. Dans ce dernier cas, une détection synchrone est utilisée pour visualiser les images de champ. Cependant, il s'agit toujours de l'utilisation en mode interrupteur d'un film IMO uniaxial fortement non linéaire.

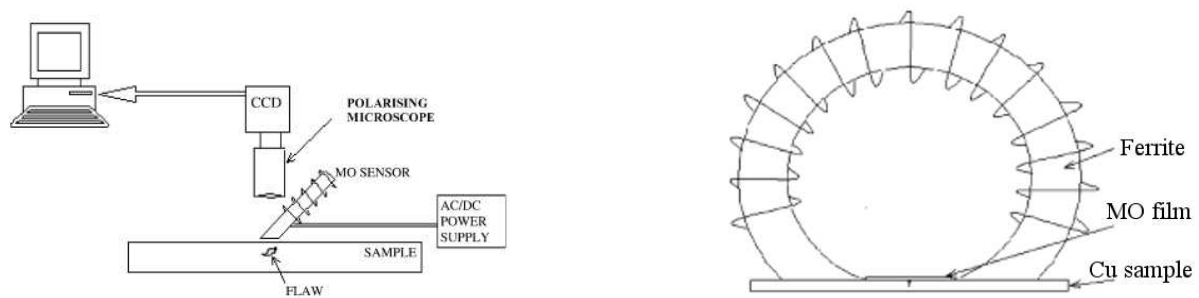


FIG. 1.25 – Schéma de principe du MODAI et de son inducteur toroïdal bobiné [NSM04].

Les images présentées dans [NMH02, NSM04] (Fig. 1.26) valident les améliorations apportées au système initial de PRI, mais restent limitées en termes de qualité de détection et de caractérisation des défauts, même en ce qui concerne celles données par la version de l'imageur adaptée aux géométries plus complexes présentée dans [NMK⁺07].

Les images obtenues dans ces applications magnéto-optiques sont toujours des images à deux niveaux et les possibilités de caractérisation avancée ne sont pas grandement améliorées.

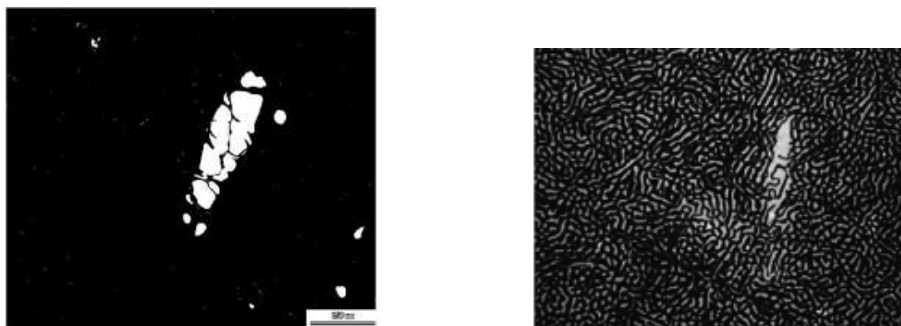


FIG. 1.26 – Mesures de défauts réalisées avec le MODAI [NSM04, NMK⁺07].

1.4.4 Imageur à courants de Foucault développé au laboratoire SATIE

1.4.4.1 Du MOI à l'ICF

Pour contourner les inconvénients liés à l'utilisation de systèmes d'imagerie magnéto-optique en mode interrupteur, tout en conservant la capacité d'un système magnéto-optique à analyser rapidement des surfaces importantes, le laboratoire SATIE, en partenariat avec l'ONERA, a proposé d'utiliser une approche de traduction MO à modulation optique. Cette approche a pour but d'effectuer une vraie mesure du champ magnétique complexe normal à la surface de la structure inspectée et ce, afin de pouvoir mettre en oeuvre une caractérisation quantitative des défauts détectés.

L'étude de faisabilité théorique et expérimentale a été menée à bien dans les travaux de J.M. Decitre dans [Dec03] en 2003. Cette étude a abouti en particulier à la réalisation d'un banc de laboratoire validant la technique d'imagerie à courants de Foucault par procédé magnéto-optique à modulation optique. Ce dispositif, dédié à l'inspection de joints rivetés aéronautiques, a fait l'objet d'un dépôt de brevet en juin 2003. La figure 1.27 montre le banc magnéto-optique réalisé,

et des exemples d'images CF/MO sont proposées à la figure 1.28. Ces images démontrent qu'il est possible de visualiser de manière quantitative les interactions entre les lignes de CF et les défauts dans la structure. Les images obtenues sont complexes, leurs parties réelles et imaginaires sont référencées par rapport au courant d'excitation. Pour cette raison, nous choisissons de dénommer les dispositifs fonctionnant sur le principe d'imagerie CF/MO à modulation optique *imageur à courants de Foucault (ICF)*.

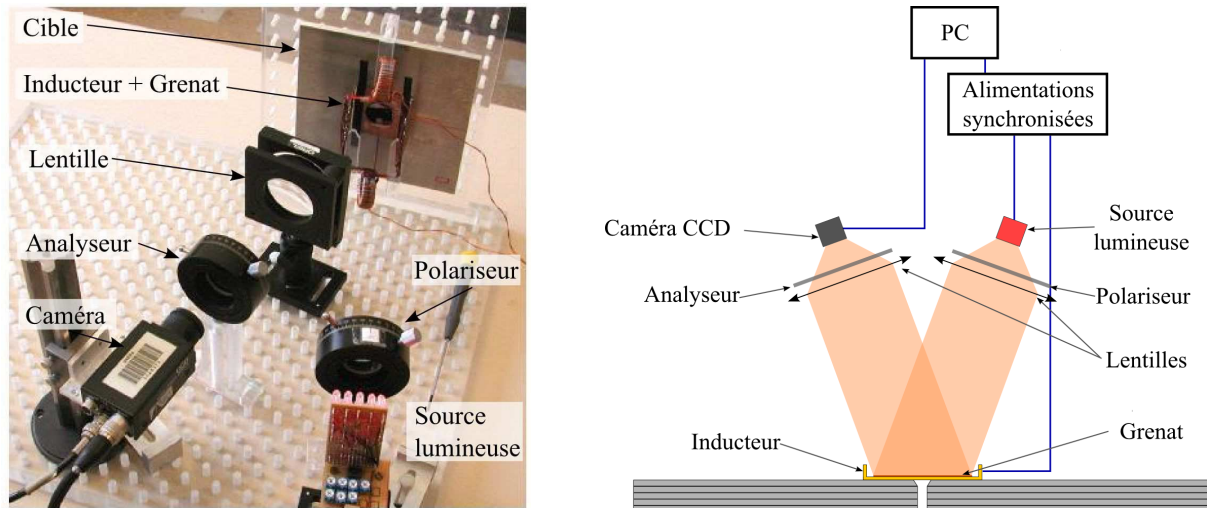
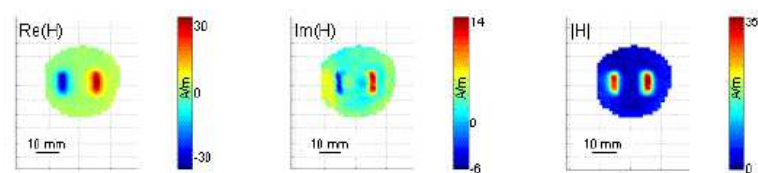
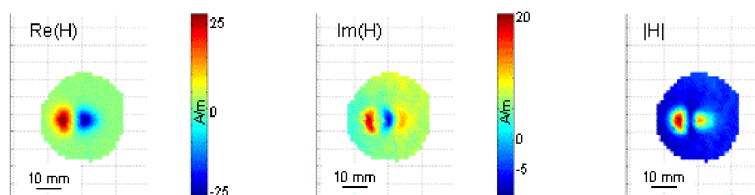


FIG. 1.27 – Vue de la tête magnéto-optique du banc expérimental validant l'imagerie à CF/MO par modulation optique [Dec03] et schéma de principe.



(a) Image CF d'un défaut de $10 \times 12 \text{ mm}^2$.



(b) Image CF d'un rivet de 3mm avec une fissure enterrée 3 mm de long enterrée à 1 mm de profondeur.

FIG. 1.28 – Images obtenues avec la maquette de faisabilité de l'ICF [Dec03] à 10 kHz.

1.4.4.2 Principe de l'ICF

Le prototype d'ICF proposé par J.-M. Decitre repose sur l'utilisation d'un film de grenat MO uniaxial caractérisé par un cycle d'aimantation linéaire dans une large gamme de champ magnétique. Il permet donc la vraie mesure du champ magnétique normal dans une approche de traduction MO à modulation optique. Le matériau utilisé a été réalisé au laboratoire de magnétisme de Bretagne (LMB); son diamètre est de 25 mm et sa composition chimique est $(\text{GdPrBiTm})_3(\text{AlFe})_5\text{O}_{12}$.

Inducteur

L'inducteur du prototype développé dans les travaux de J.-M. Dectire [Dec03] est semblable à celui du MOI. Il est composé d'une plaque de cuivre alimentée en courant à travers deux transformateurs. Cet inducteur nécessite au primaire une tension alternative de 300 V et un courant de 7 A afin d'obtenir au secondaire un courant de 150 A, dans une gamme de fréquences allant de 100 Hz à 100 kHz. Ces valeurs de courant ont été choisies suffisamment importantes pour rendre mesurable la composante de champ due à un défaut.

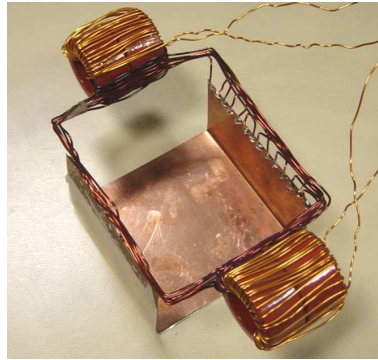


FIG. 1.29 – Inducteur de la maquette de faisabilité.

Acquisition des images

L'acquisition des images est faite grâce à une approche stroboscopique homodyne. Les flash lumineux sont synchronisés sur la phase du courant inducteur. L'acquisition d'un point de phase se fait sur plusieurs périodes. Les flash sont ensuite déphasés d'un pas de phase afin d'acquérir le point suivant. Cette utilisation particulière de l'éclairage a été choisie dans le double objectif de rendre compatibles les fréquences d'acquisition de la caméra (typiquement 25 images par seconde) et des courants inducteurs (jusqu'à 100 kHz) et de mettre en oeuvre une démodulation synchrone numérique afin d'obtenir la mesure du champ magnétique en module et phase. Enfin, cette approche permet d'augmenter artificiellement le temps d'exposition de la caméra et donc d'ajuster le rapport signal sur bruit des images résultantes.

1.4.4.3 Conclusion

Le principe de l'imagerie à CF par traduction MO à modulation optique présente les avantages suivants :

- **les images obtenues constituent une vraie mesure du champ magnétique normal** à la surface de la structure inspectée. Ce champ magnétique qui est créé par les interactions entre le flux de courants de Foucault et les ruptures de conductivité de la structure inspectée contient des informations sur la présence de fissures. Les images mesurées permettent donc d'utiliser des méthodes de traitement du signal pour extraire les informations et elles rendent possible la caractérisation complète des fissures (chapitres 3 et 4).
- contrairement au MOI, **l'ICF ne requiert pas le réglage d'un seuil** pendant les mesures, ce qui représente un gain de temps considérable.
- **les images obtenues sont beaucoup plus nettes** en raison de l'absence de serpentins résiduels, car les domaines magnétiques ne sont pas saturés comme pour un film de grenat MO « dur ».

- la possibilité d'exploiter les images dans le cadre de techniques d'inversion d'image pour la reconstruction 3D des défauts rencontrés. Cette perspective est rendue possible grâce aux modèles directs fiables et performants tels que ceux développés en particulier par G. Rubinacci qui a montré la faisabilité de la modélisation des interactions entre la cible et l'inducteur de l'ICF [RTV⁺07].

Toutefois, si le prototype d'ICF développé dans [Dec03] a permis de valider ces avantages, il présente en pratique un certain nombre d'inconvénients :

- **l'inducteur requiert une forte tension d'alimentation et un courant élevé** pour fonctionner, ce qui représente non seulement un problème pour la sécurité de l'utilisateur et un problème d'échauffement potentiel du système,
- **le banc instrumental n'est pas déplaçable** : le prototype nécessite une intégration dans un système autonome,
- **la vitesse d'acquisition est très lente** (environ 15 minutes pour une image CF),
- **le rapport signal à bruit** des images produites ainsi que le pouvoir de détection des défauts sont limités,
- **le film IMO utilisé est petit** (25 mm de diamètre) comparé à celui du MOI (75 mm). Un plus grand film permettrait d'inspecter une zone plus grande en une seule acquisition,
- enfin, il est nécessaire de **mettre en place des algorithmes de caractérisation de défauts** pour pouvoir appliquer un tel système à l'inspection quantitative des joints rivetés aéronautiques.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre d'introduction, nous avons présenté le contexte de nos travaux : le problème de la sécurité dans le transport aérien et plus précisément celui posé par les arrachements de fuselages causés par la faiblesse de joints rivetés. Nous avons vu que la sécurité aérienne passe par l'examen régulier des appareils au moyen de systèmes de contrôle non-destructif dont nous avons rappelé qu'elles en sont les principales familles. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux techniques à courants de Foucault car elles sont bien adaptées au contrôle de structures conductrices et notamment de celles à joints rivetés. Ces techniques peuvent faire appel à des capteurs ou à des multi-capteurs de différentes natures (bobines, GMR, GMI...) ou bien à des systèmes d'imagerie, notamment magnéto-optiques. Ces derniers paraissent particulièrement intéressants en termes de rapidité, de résolution ou encore de possibilités de caractérisation des structures inspectées mais également dans la perspective d'une reconstruction en 3D des défauts rencontrés à partir des signaux mesurés.

A ce titre, dans le cadre d'une collaboration avec l'ONERA et le LMB, le laboratoire SATIE est à l'origine d'un imageur magnéto-optique à courants de Foucault. Son originalité repose sur l'utilisation d'un film magnéto-optique dit « linéaire », en référence à l'effet Faraday qui le caractérise, exploité à l'aide d'une technique de modulation optique. Cet imageur a fait l'objet de la thèse de J.-M. Decitre qui en a démontré le principe et la faisabilité à travers la réalisation d'une maquette de laboratoire. Cette étude a ouvert d'intéressantes perspectives en matières d'inspection et de caractérisation de structures conductrices, en particulier pour les joints rivetés aéronautiques. Mais du premier démonstrateur aux performances modestes, il est nécessaire de passer à un appareil intégré, optimisé dans sa structure et qui fasse appel à des techniques d'instrumentation performantes ainsi qu'à des méthodes de traitement du signal adaptées. Ce nouvel appareil permettra d'évaluer le potentiel de la technique pour la caractérisation de défauts

enfouis dans les structures rivetées. C'est là tout l'objet des travaux de thèse que nous allons présenter, à commencer par ceux du chapitre 2, consacrés à la conception et à la caractérisation d'un prototype « intégré » d'imageur à courants de Foucault.

Chapitre 2

Contribution à l'élaboration de prototypes intégrés d'imageur à courants de Foucault

La faisabilité de l'imagerie à courants de Foucault par procédé magnéto-optique à modulation optique a été démontrée expérimentalement dans les travaux de J.-M. Decitre en 2003 [Dec03]. Des premiers travaux visant à l'intégration d'un tel dispositif, destiné à produire une image CF/MO de 25 mm de diamètre, ont été réalisés par J. Pinassaud au laboratoire dans le cadre de son mémoire d'ingénieur CNAM [Pin04] en 2004. Par la suite, l'objectif du laboratoire a été d'élaborer un prototype intégré d'ICF aux performances optimisées, aussi bien en termes de taille et de qualité d'image, que de vitesse d'acquisition, dans le but d'évaluer quantitativement au laboratoire la pertinence de la méthode magnéto-optique pour l'imagerie CF de structures rivetées aéronautiques. Pour ce faire, conjointement à mes travaux de thèse, le laboratoire a sollicité et obtenu une aide à la valorisation du CNRS qui a permis d'embaucher Jean Pinassaud en tant qu'ingénieur « valorisation » pour un an. Celui-ci a contribué à l'élaboration des parties mécanique, optique et électronique de l'ICF optimisé. En parallèle, j'ai contribué à la conception et au dimensionnement d'un nouvel inducteur, à la caractérisation de la partie magnéto-optique ainsi qu'à la caractérisation de l'appareil assemblé en tant que dispositif de mesure. L'ensemble de nos contributions a conduit à un nouveau dépôt de brevet en juin 2006, et les résultats obtenus ont été jugés suffisamment probants pour conduire à l'élaboration d'un second prototype d'ICF, plus avancé, dans le cadre d'une collaboration de recherche avec EADS. Ce prototype est conçu pour fonctionner « hors » du laboratoire. Son dimensionnement reprend les résultats précédemment établis; toutefois, il a été intégré pour fonctionner de manière autonome (sans instrument ni alimentation de laboratoire). Il a été intégré et assemblé par la société ValoTec¹ et caractérisé au laboratoire SATIE.

L'objet de ce chapitre est de présenter les éléments de dimensionnement et de caractérisation de l'ICF réalisés. Dans un premier temps, nous présenterons le fonctionnement complet du système, et notamment de l'acquisition des images. Ensuite, nous détaillerons l'étude que nous avons menée sur le dimensionnement de l'inducteur CF, à l'aide de simulations par éléments finis 3D. Puis, nous présenterons la caractérisation des films IMO mis à notre disposition, afin d'en exploiter au mieux les caractéristiques. Enfin, nous procéderons à sa caractérisation en tant

¹Lauréate du concours ANVAR d'aide à la création d'entreprise, la société ValoTec, issue des travaux de l'équipe TIM (Traitements de l'information et multicapteurs) du laboratoire SATIE, a été créée en 2005 pour la valorisation des travaux de la recherche par le prototypage rapide.

que système de mesure de champ magnétique, puis en tant qu'appareil d'inspection non destructive. En conclusion, nous compareront les performances du prototype intégré de laboratoire au prototype intégré EADS.

2.1 Présentation de l'appareil

2.1.1 Principe général

2.1.1.1 Structure de l'ICF

L'ICF intégré qui a été développé au laboratoire est représenté de façon schématisée sur la figure 2.1. Ce schéma de principe qui servira à l'assemblage final des prototypes intégrés reprend les éléments de la maquette de faisabilité de J.-M. Decitre (Sec 1.4.4), tout en améliorant considérablement l'assemblage et les réglages. Les ICF intégrés sont composés, entre autres, d'un nouvel inducteur et d'un nouveau film IMO présentant de meilleures performances (et tout deux caractérisés dans ce chapitre). La « tête magnéto-optique », composée de l'inducteur, du film IMO, du polariseur, de l'analyseur, des lentilles, de la source lumineuse (diode à très forte luminosité) et de la caméra CCD est fixée dans un boîtier étanche à la lumière.

L'intégralité du système est pilotée par un logiciel ad hoc (PC) qui commande, dans le cas de l'ICF de laboratoire, un générateur basses fréquences (GBF) double voies afin de synchroniser l'alimentation linéaire dédiée de l'inducteur, le faisceau lumineux et la caméra CCD. L'alimentation de l'inducteur est prévue pour fonctionner de 100 Hz à 20 kHz. L'amplitude du courant peut atteindre 2 A jusqu'à 2 kHz, et décroît ensuite à 0,5 A jusqu'à 4 kHz.

Des photographies de l'ICF de laboratoire sont données en figure 2.2 et 2.3, présentant respectivement l'ensemble du système et un zoom sur la « tête magnéto-optique ».

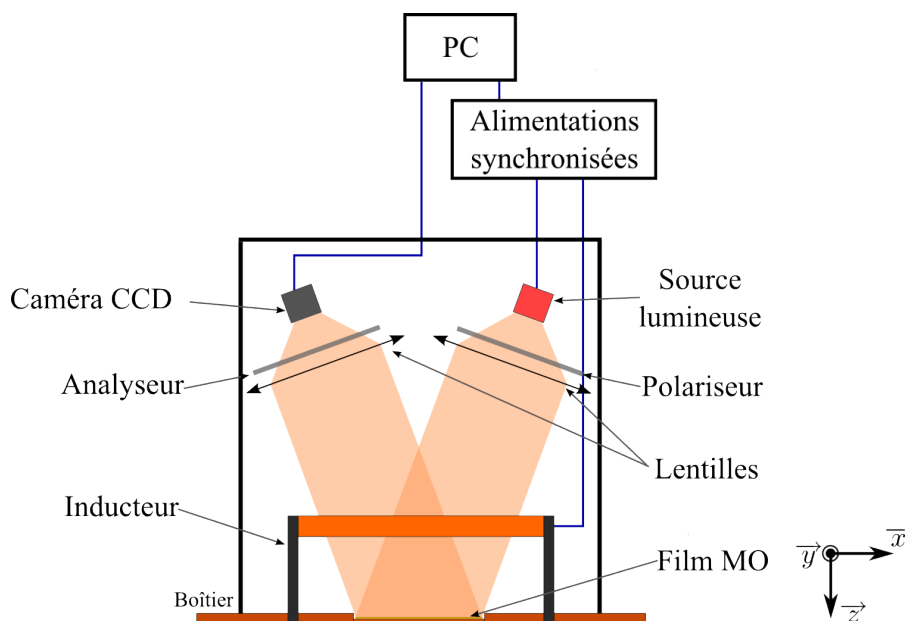


FIG. 2.1 – Représentation schématisée de l'ICF.

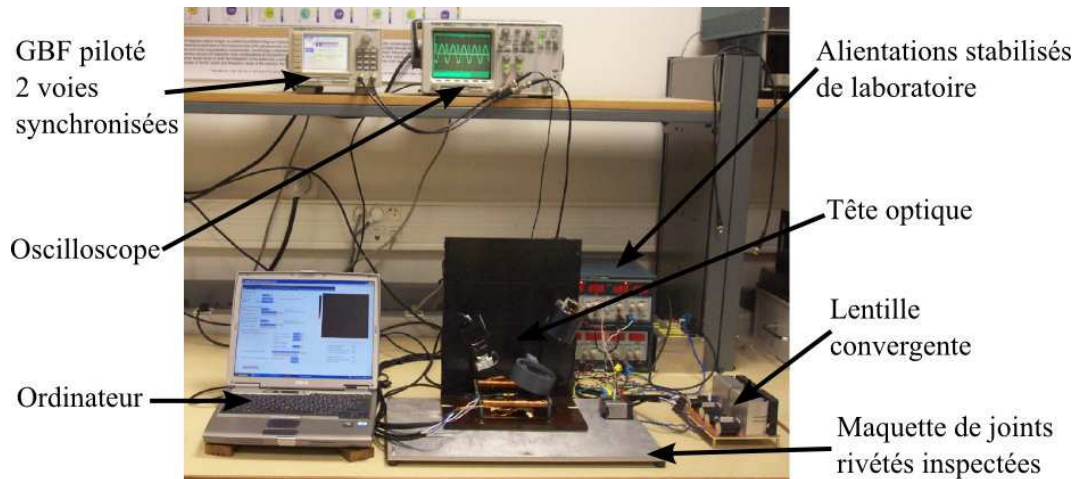


FIG. 2.2 – Vue d'ensemble du prototype d'ICF intégré de laboratoire.

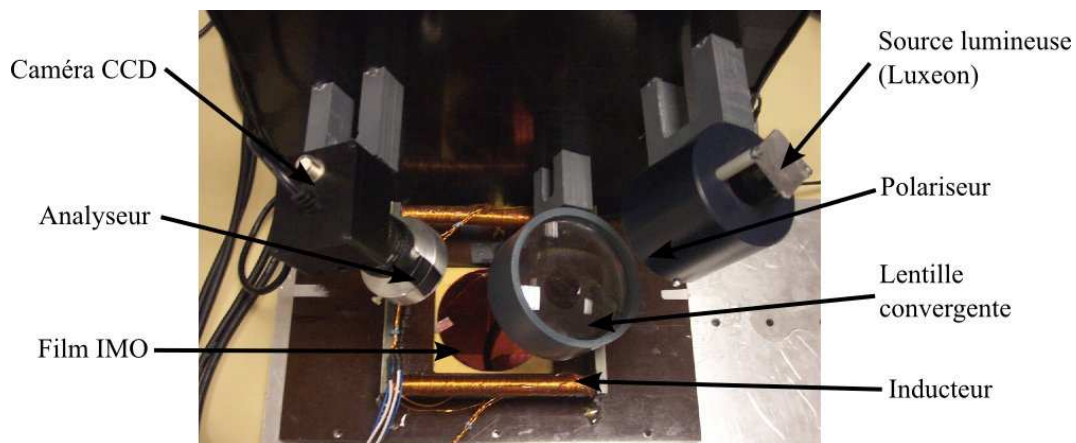


FIG. 2.3 – Vue sur la tête magnéto-optique intégrée de l'ICF de laboratoire.

2.1.1.2 Principe général de fonctionnement

L'inducteur de l'ICF génère une nappe de courants de Foucault uniformément orientée dans la cible à inspecter. L'interaction des CF avec une rupture de conductivité électrique telle qu'un rivet ou un défaut va créer un champ magnétique normal au plan de la cible et du film IMO. Sous l'influence du faisceau lumineux polarisé qui traverse le film IMO deux fois (la propriété de non-réciprocité du film IMO (Sec. 1.3.2) est utilisée par réflexion), le film IMO va faire tourner le plan de polarisation de la lumière d'un angle θ_F en fonction de son aimantation et donc du champ magnétique normal. Le faisceau lumineux émergent du film IMO est filtré par un analyseur afin de traduire les variations de θ_F en variations d'intensité lumineuse mesurées par une caméra CCD.

2.1.2 Principe de la conversion magnéto-optique d'un champ magnétique variable

Nous avons établi au chapitre 1 que nous allons exploiter le film IMO linéaire dans une traduction magnéto-optique à modulation optique. Le champ magnétique normal H_z à imager

est une fonction sinusoïdale du temps, il peut s'écrire :

$$H_z(t) = \widehat{H}_z \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

où ω est la pulsation du champ magnétique fixée par les courants d'excitation.

Dans le cas d'une utilisation en transmission du film IMO (comme par exemple pour la caractérisation à la section 2.3), l'angle de rotation Faraday s'écrit (Eq. 1.13) :

$$\theta_F(t) = V_F L H_z(t) \quad (2.2)$$

Dans le cas d'une utilisation en réflexion comme dans l'ICF, lorsque le faisceau lumineux traverse deux fois le film IMO, l'angle de rotation Faraday s'écrit :

$$\theta_F(t) = 2V_F L H_z(t) \quad (2.3)$$

Par la suite pour alléger l'écriture nous poserons $\hat{\rho}_z = 2V_F L \widehat{H}_z$.

Par ailleurs, nous avons aussi établi au chapitre 1 que le flux ϕ_s émergent de l'analyseur et mesuré par un capteur optique ou une caméra CCD est de la forme (si l'on fait abstraction l'absorption du film IMO) :

$$\phi_s(t) = e_0^2 \cdot \cos^2(\beta + \theta_F(t)) \quad (2.4)$$

dans laquelle :

- e_0 est l'intensité du flux lumineux à l'entrée du polariseur,
- β est l'angle entre le polariseur et l'analyseur.

Cette équation, qui modélise la traduction MO du film associé à un couple polariseur / analyseur, est non linéaire. Pour obtenir une traduction linéaire, nous considérons la décomposition en série de Fourier du flux lumineux émergent ϕ_s , obtenue en exploitant les fonctions de Bessel. Pour de faibles valeurs de l'angle de rotation Faraday, la décomposition au second ordre s'écrit :

$$\phi_s(t) = e_0^2 (\phi_{s_0} + \phi_{s_1} \sin(\omega t) + \phi_{s_2} \cos(2\omega t)) \quad (2.5)$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{s_0} &= \frac{1}{2} - \frac{1-\rho_z^2}{2} \cos(2\beta) \\ \phi_{s_1} &= -\rho_z \sin(2\beta) \\ \phi_{s_2} &= \frac{\rho_z^2}{2} \cos(2\beta) \end{cases} \quad (2.6)$$

Le réglage de l'angle entre le polariseur et l'analyseur fait varier les valeurs de ϕ_{s_0} , ϕ_{s_1} et ϕ_{s_2} comme indiqué dans le tableau 2.1.

Afin de s'affranchir de la valeur de l'intensité lumineuse incidente e_0 , et donc de la non-uniformité résiduelle sur la surface éclairée du film IMO, nous formons le rapport 2.7, qui dans le cas où la rotation Faraday est très faible ($\rho_z^2 \ll 1$) s'écrit :

$$\left| \frac{\phi_{s_1}}{\phi_{s_0}} \right| = \frac{2 \sin(2\beta)}{1 + \cos(2\beta)} \hat{\rho}_z \quad (2.7)$$

Pour une absorption optique α fixée, on remarque que cette grandeur est directement proportionnelle à la rotation Faraday, elle-même proportionnelle à l'amplitude du champ à imager.

β	ϕ_{s_0}	ϕ_{s_1}	ϕ_{s_2}
0	$\frac{1-\hat{\rho}_z^2}{2}$	0	$\frac{\hat{\rho}_z^2}{2}$
$\frac{\pi}{4}$	$\frac{1}{2}$	$-\hat{\rho}_z$	0
$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\hat{\rho}_z^2}{2}$	0	$-\frac{\hat{\rho}_z^2}{2}$

TAB. 2.1 – Valeurs des coefficients ϕ_{s_0} , ϕ_{s_1} et ϕ_{s_2} en fonction du réglage de l'angle β .

La traduction est dans ce cas linéaire. Si de plus l'angle entre le polariseur et l'analyseur vaut $\beta = \frac{\pi}{4}$, on a simplement :

$$\left| \frac{\phi_{s_1}}{\phi_{s_0}} \right| = 2\hat{\rho}_z \quad (2.8)$$

Ces résultats sont obtenus en considérant que la phase du champ magnétique est nulle (par rapport au courant d'excitation). Lorsque cette hypothèse n'est pas vérifiée, il faut avoir recours à une détection synchrone complète. Dans le cas de l'ICF, nous avons recours à un échantillonnage du flux lumineux reçu par la caméra CCD et à une détection synchrone numérique.

2.1.3 Acquisition des images

2.1.3.1 Stroboscopie homodyne

L'acquisition des images de l'ICF est faite au moyen d'une caméra CCD d'instrumentation dont la fréquence d'acquisition moyenne est de 25 images/s. La fréquence des signaux étant beaucoup plus élevée (jusqu'à 20 kHz), nous avons recours à une méthode d'acquisition homodyne par stroboscopie. Il s'agit d'obtenir P_r images indépendantes du flux lumineux ϕ_s , pour des déphasages φ par rapport au courant d'excitation équiréparti sur $[0, 2\pi[$. Pour cela la source lumineuse est pilotée par flashes de rapport cyclique δ (%) synchronisés sur la phase et la fréquence du courant d'excitation. Dans l'exemple de la figure 2.4 nous avons représenté, à titre d'illustration, le cas d'une acquisition avec $P_r = 4$, donc 4 phases $\varphi \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}\right\}$. Par l'utilisation d'une détection synchrone numérique nous pouvons en déduire le module et la phase du flux lumineux en chaque pixel.

La méthode d'acquisition présentée ci-dessus exploite des flashes lumineux d'ouverture non-nulle $\Delta\varphi = 2\pi\delta$. Le flux lumineux en sortie de l'analyseur et reçu par la caméra vaut alors, d'après l'équation 2.5 et si on pose $\theta = \omega t$:

$$\phi_s(\theta, \varphi) \propto \sum_{n=-\infty}^{\infty} e_0^2 (\phi_{s_0} + \phi_{s_1} \sin(\theta) + \phi_{s_2} \cos(2\theta)) \prod_{\varphi+2n\pi, \varphi+\Delta\varphi+2n\pi}(\theta) \quad (2.9)$$

où $\prod_{\varphi_1, \varphi_2}(\theta)$ est la fonction porte qui vaut 1 si $\theta \in \{\varphi_1, \varphi_2\}$ et 0 ailleurs.

La caméra CCD intègre un nombre de photons sur un temps donné (dit « temps d'intégration » ou « temps d'exposition »), donc sur un nombre de périodes N_p . Le flux $\Delta\phi_{CCD}$ reçu par la caméra CCD pour une phase donnée, soit sur un temps d'intégration compris entre θ_i et

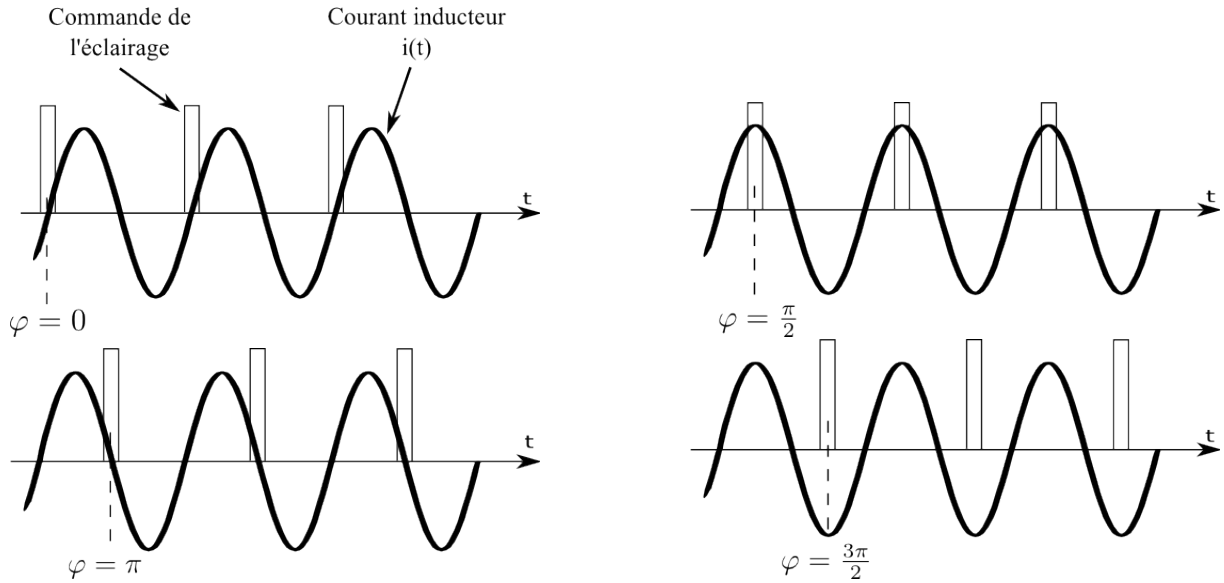


FIG. 2.4 – Représentation chronographique de la stroboscopie synchronisée sur la fréquence et la phase du courant inducteur $i(t)$, pour un nombre d'images par période $P_r = 4$.

$\theta_i + 2\pi N_p$, s'écrit :

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{\text{CCD}}(\varphi) &\propto \int_{\theta_i}^{\theta_i+2\pi N_p} \phi_s(\theta, \phi) d\theta \\ &\propto N_p e_0^2 \left[\phi'_{s0} + \phi'_{s1} \sin\left(\varphi + \frac{\Delta\varphi}{2}\right) - \phi'_{s2} \sin(2\varphi + \Delta\varphi) \right] \end{aligned} \quad (2.10)$$

où :

$$\begin{cases} \phi'_{s0} &= \left(\frac{1}{2} + \frac{1-\hat{\rho}_z^2}{2} \cos(2\beta)\right) \Delta\varphi \\ \phi'_{s1} &= -2\rho_z \sin(2\beta) \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \\ \phi'_{s2} &= \frac{\hat{\rho}_z^2}{2} \cos(2\beta) \sin(\Delta\varphi) \end{cases} \quad (2.11)$$

Pour différentes valeurs de réglage de l'angle β entre le polariseur et l'analyseur, nous pouvons définir le tableau 2.2.

β	ϕ'_{s0}	ϕ'_{s1}	ϕ'_{s2}
0	$\left(1 - \frac{\hat{\rho}_z^2}{2}\right) \Delta\varphi$	0	$-\frac{\hat{\rho}_z^2}{2} \sin(\Delta\varphi)$
$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\Delta\varphi}{2}$	$-2\hat{\rho}_z \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)$	0
$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\hat{\rho}_z^2}{2} \Delta\varphi$	0	$-\frac{\hat{\rho}_z^2}{2} \sin(\Delta\varphi)$

TAB. 2.2 – Valeurs des coefficients ϕ'_{s0} , ϕ'_{s1} et ϕ'_{s2} en fonction du réglage de l'angle β .

Comme précédemment, afin de s'affranchir du coefficient e_0^2 , on utilise le rapport suivant (dans le cas où $\rho_z^2 \ll 1$) :

$$\left| \frac{\phi'_{s1}}{\phi'_{s0}} \right| = \frac{2 \sin(2\beta)}{1 + \cos(2\beta)} \frac{\sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)}{\Delta\varphi} \hat{\rho}_z \quad (2.12)$$

Le flux reçu par la caméra et le calcul du rapport $\left| \frac{\phi'_{s1}}{\phi'_{s0}} \right|$ pour retrouver l'angle de la rotation Faraday et le champ magnétique dépendent donc du rapport cyclique de la stroboscopie. Si ce rapport cyclique est trop élevé, non seulement l'acquisition d'une phase ne pourra plus être considérée comme « ponctuelle » (ce qui implique une déformation du signal échantillonné) mais encore, la caméra pourrait recevoir trop de lumière et être surexposée. Au contraire, si le rapport cyclique est trop faible, bien que l'on ait une mesure plus précise du signal pour une phase donnée, il se peut que la caméra soit sous-exposée. Ces questions pratiques et relatives à un compromis sur le réglage du rapport cyclique seront abordées et quantifiées dans la suite de ce chapitre à la section consacrée à la caractérisation de la caméra CCD (2.4).

2.1.3.2 Réglage de l'angle entre le polariseur et l'analyseur

Le réglage de l'angle β entre le polariseur et l'analyseur est très important car il détermine directement la quantité de lumière reçue par la caméra. Étant donné que l'on utilise le rapport $\left| \frac{\phi'_{s1}}{\phi'_{s0}} \right|$, les cas strict $\beta = 0$ et $\beta = \frac{\pi}{2}$ (Tab. 2.2) sont à proscrire.

Le cas le plus intuitif serait un réglage de $\beta = \frac{\pi}{4}$ pour lequel le rapport est directement proportionnel à $\hat{\rho}_z$. Néanmoins, ce réglage peut avoir tendance à laisser passer trop de lumière, et à surexposer la caméra CCD. En effet, pour cette valeur de β , le terme ϕ_{s0} est élevé, alors même qu'il ne contient pas d'information sur $\hat{\rho}_z$. Ceci a pour effet de saturer la caméra de lumière continue et de ne plus pouvoir exploiter celle-ci pour mesurer les variations de ϕ_{s1} . Il s'ensuit qu'un réglage entre $\beta = \frac{\pi}{4}$ et $\beta = \frac{\pi}{2}$ permet d'influer sur la quantité de lumière reçue par la caméra et ainsi empêcher la sur-exposition ou sous-exposition (conjointement à un choix du rapport cyclique).

Ce réglage a déjà été étudié par le passé, notamment dans [Dec03], qui préconise une valeur optimale de l'angle polariseur-analyseur $\beta_{\text{opt}} = 80^\circ$, justement pour les raisons que nous venons d'exposer.

2.1.3.3 Détection synchrone numérique

Les images fournies par l'ICF sont calculées par détection synchrone numérique (programmée de façon ad hoc dans le logiciel de pilotage de l'ICF) à partir de l'acquisition des P_r images du flux lumineux reçu par la caméra CCD pour P_r phases. Il faut aussi préciser qu'une image du flux lumineux pour un déphasage donné n'est pas acquise une seule fois, mais est moyennée sur plusieurs acquisitions enchaînées (P_h fois), afin de diminuer le bruit. En tout, le système acquiert $P_h \times P_r$ images.

Nous désignerons une image obtenue pour une phase par I_k ($k \in \{0, \dots, P_r - 1\}$) et une sous-image utilisée pour le moyennage d'une image I_k par I_k^m . Ainsi, il vient :

$$I_k = \frac{1}{P_h} \sum_{m=1}^{P_h} I_k^m \quad (2.13)$$

Les P_r images obtenues sont utilisées dans une détection synchrone numérique afin de déterminer la partie réelle et la partie imaginaire (référencées par rapport à la phase du courant

d'excitation) de l'image complète I :

$$\begin{cases} \Re e(I) = \sum_{k=0}^{P_r-1} I_k \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot k}{P_r}\right) \\ \Im m(I) = \sum_{k=0}^{P_r-1} I_k \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot k}{P_r}\right) \end{cases} \quad (2.14)$$

Notons que l'acquisition homodyne ne pose pas de problème majeur de synchronisation puisque le signal d'alimentation de l'inducteur et celui de génération des flashes de stroboscopie sont facilement réglables et synchronisables, que ce soit par un générateur basse fréquence (prototype de laboratoire) ou que ce soit par une carte dédiée (prototype transportable). Ajoutons que l'obtention d'une image I_k peut se faire à n'importe quel moment une fois que les phases de ces deux signaux sont synchronisées.

A titre d'exemple, la figure 2.5 présente un exemple de mesure réalisée sur un rivet sain de diamètre 6 mm à 1 kHz.

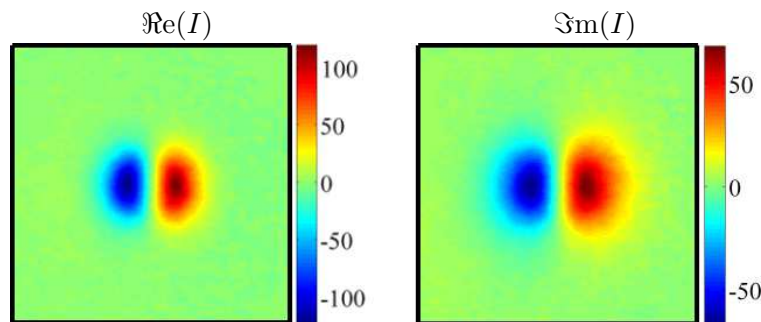


FIG. 2.5 – Exemple de mesure d'un rivet sain de 6 mm de diamètre obtenue avec l'ICF à la fréquence 1 kHz pour $P_r = P_h = 10$ (temps d'acquisition 26 s). L'échelle est en A/m.

2.1.4 Interface logicielle

L'intégralité du système est pilotée par un logiciel dédié, dont l'interface graphique est présentée en figure 2.6, qui a pour fonction de :

- initialiser, régler et synchroniser le GBF de laboratoire qui pilote l'alimentation linéaire de l'inducteur et la source lumineuse,
- initialiser et piloter la caméra CCD pour l'acquisition des images,
- faire le calcul de la détection synchrone à partir des images du flux lumineux acquises par la caméra CCD,
- afficher et enregistrer les images.

De plus, ce logiciel a aussi été adapté en fonction des besoins, notamment pour permettre des séries d'acquisitions et pour les caractérisations de ce chapitre : mesure de la température du film IMO, enregistrement des temps d'acquisition...

Ayant dans cette section présenté le fonctionnement de l'appareil, nous allons désormais exposer les études qui ont été réalisées pendant cette thèse pour la caractérisation de certains de ces composants, à savoir le dimensionnement de l'inducteur à courants de Foucault, la caracté-

risation des film IMO utilisés et l'étude de la caméra CCD. Nous nous focaliserons ensuite sur la caractérisation complète de l'ICF.

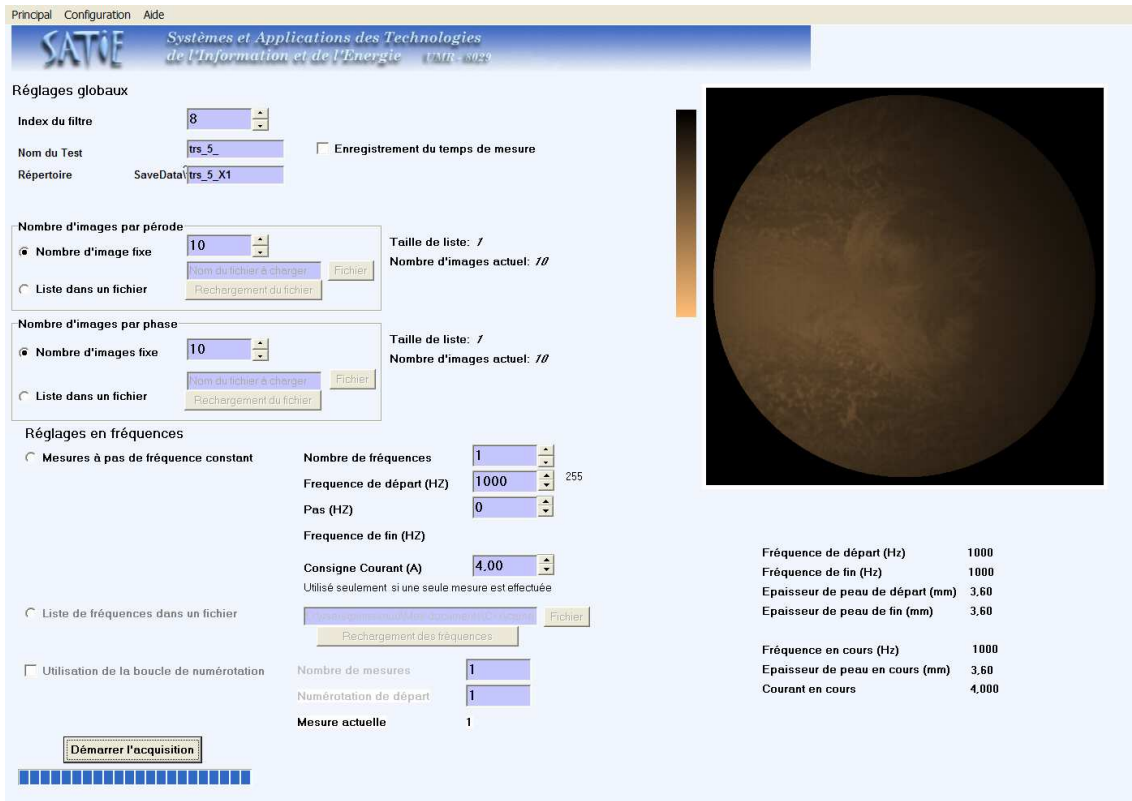


FIG. 2.6 – Interface graphique du logiciel de pilotage de l'ICF.

2.2 Étude de l'inducteur

L'inducteur CF est un élément majeur de l'ICF car il conditionne directement la sensibilité de l'appareil et l'uniformité de l'image formée. Son dimensionnement doit satisfaire aux critères suivants :

1. induire une circulation de CF d'orientation la plus uniforme possible dans la zone de mesure, afin de garantir l'uniformité de l'image résultante en absence de défauts,
2. générer, pour un courant de source donné, la densité des CF induits de plus grande intensité possible afin d'optimiser la sensibilité de l'appareil aux ruptures de conductivité électrique de la cible,
3. maintenir au plus faible niveau possible l'amplitude de la composante normale du champ magnétique dans la zone de mesure en absence de défauts,
4. permettre l'éclairement et la réflexion du faisceau lumineux sur le film IMO,
5. garantir un encombrement minimum de la tête magnéto-optique de l'appareil, pour une taille d'image donnée.

Différentes structures d'inducteur répondant à ces contraintes peuvent être imaginées. La première est celle utilisée par l'imageur MOI de PRI, et reprise dans [Dec03]. Il s'agit d'un inducteur réalisé à l'aide d'une plaque de cuivre alimentée à chacune de ses extrémités et parcourue

par une nappe de courant source uniforme, qui génèrent à son tour une nappe de courants induits uniformément orientée dans la cible sur laquelle elle est placée (Fig. 1.29). Cette structure permet de garantir une excellente uniformité d'orientation de la nappe de courant induite [Dec03] ; pourtant, elle présente deux inconvénients majeurs :

- le premier est lié à **la faible efficacité de cet inducteur**, c'est à dire que le rapport de l'intensité des courants induits sur l'amplitude des courants sources injectés est très faible : dans la version développée par J.M. Decitre il est nécessaire d'injecter 170 A dans l'inducteur afin d'obtenir une image CF/MO exploitable. Un tel ampérage est obtenu à l'aide d'un transformateur de courant alimenté par une tension de 300 V au primaire. Cet inducteur pose notamment un problème d'échauffement et un problème de transportabilité du système.
- Le second inconvénient est lié à la mesure du champ magnétique résultant des interactions avec les défauts dans la cible. En effet, la plaque en cuivre doit être suffisamment épaisse pour dissiper la puissance dans l'inducteur ; **cette plaque, placée sous le film IMO, intervient alors comme un blindage vis-à-vis du champ à mesurer.**

Pour ces raisons, il nous a paru indispensable de choisir une structure inductrice présentant une meilleure efficacité et qui reste compatible avec l'exploitation du film IMO par un faisceau lumineux.

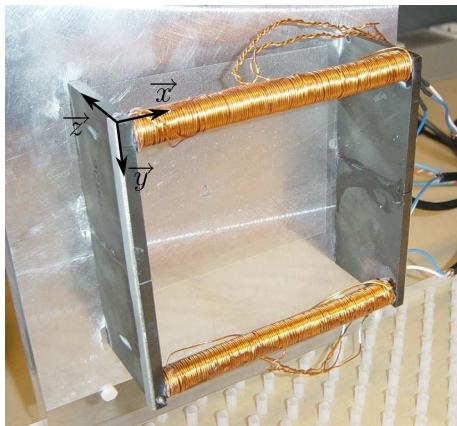
Deux structures utilisant un circuit magnétique bobiné ont été imaginée. Elles sont de forme similaire mais présentent une position des bobinages différente (Fig. 2.7). Ces deux structures sont constituées de deux pôles magnétiques qui permettent de générer un champ magnétique circulant de façon uniformément orientée dans la zone de mesure, selon l'axe d'induction \vec{x} et d'induire une nappe de CF orientée selon l'axe \vec{y} dans la zone de mesure (Fig. 2.1). Toutefois, dimensionner un inducteur qui puisse satisfaire les contraintes exprimées ci-dessus simultanément n'est pas chose aisée, car celles-ci sont contradictoires : l'uniformité de l'image nécessite de dimensionner un inducteur présentant les plus grandes dimensions possibles ; mais pour un courant source donné circulant dans les bobinages, l'intensité des courants induits diminue quand les dimensions de l'inducteur augmentent. De même, le fait de devoir laisser passer la lumière au dessus de l'inducteur nécessite d'exciter les pôles de manière décalée, ce qui contribue à diminuer l'uniformité du champ magnétique d'excitation.

Dans cette partie, nous aborderons donc l'étude et le dimensionnement de ce type d'inducteur pour la réalisation du prototype d'ICF à l'aide de simulations par éléments finis (EF) 3D. Après une présentation de son l'implantation en éléments finis dans le logiciel utilisé, nous définirons des critères d'évaluation quantitative des performances des inducteurs considérés. Nous pourrons alors comparer les deux variantes présentées à la figure 2.7 et procéder au dimensionnement de la structure retenue permettant de répondre de la façon la plus satisfaisante aux contraintes du cahier des charges.

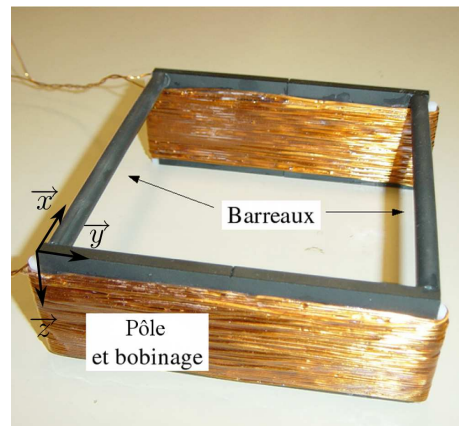
2.2.1 Modélisation en éléments finis 3D

Le calcul du champ magnétique généré par les structures d'inducteur que nous avons proposées n'admet pas de solution analytique triviale. Ainsi, nous devons avoir recours à une méthode de résolution numérique approchée telle que les éléments finis.

Le principe des éléments finis consiste en la modélisation géométrique de la structure que nous voulons simuler par découpe en volumes du domaine total, en considérant les matériaux



(a) Inducteur 1, avec les bobinages sur les barreaux.



(b) Inducteur 2, avec les bobinages sur les pôles.

FIG. 2.7 – Les deux nouveaux inducteurs proposés.

utilisés et leurs propriétés et en la discrétisation du domaine en un nombre finis de sous-domaines appelés « mailles » à l'aide d'éléments particuliers qui permettent d'effectuer le calcul numérique.

La résolution numérique des grandeurs d'intérêt (potentiels électriques et magnétiques), qui permet d'approcher la solution du domaine modélisé, est effectuée aux nœuds de chacun des éléments en résolvant directement les équations ou à l'aide d'un processus itératif.

La modélisation que nous avons adoptée est une modélisation 3D. En effet, une modélisation 2D, qui serait intéressante dans un cas présentant une symétrie axiale par exemple, n'est pas pertinente dans notre étude car on ne peut pas résumer nos structures à un cas en 2 dimensions.

Il est à noter que cette modélisation numérique n'est a priori pas simple. En effet, la taille du domaine et la taille des rivets et des défauts à modéliser induisent un facteur d'échelle relativement important. Ce facteur d'échelle influe sur le nombre d'éléments du domaine modélisé, car la taille des éléments doit être adaptée aux variations spatiales de champ magnétique (variations « rapides » autour d'un rivet et « lente » pour l'inducteur dans son ensemble, effet de peau dans la cible...).

2.2.1.1 Déroulement d'une simulation avec ANSYS

Une simulation électromagnétique avec le logiciel ANSYS suit toujours le même plan, comme dans la plupart des logiciels de ce type. On distingue trois parties principales : le pré-processeur, la calculateur et le post-processeur (Fig. 2.8). Le pré-processeur réalise l'étape de la modélisation géométrique, la discrétisation du domaine en volumes et la définition des différents matériaux et éléments utilisés par le solveur EF et au maillage. Le calculateur est la partie où l'on impose les courants sources dans les bobinages, les plans de symétrie, les conditions aux limites... et il effectue la résolution proprement dite du problème. Enfin, le post-processeur permet de visualiser les résultats avec ANSYS (cartographie de champ magnétique par exemple) et de faire l'exportation des données vers d'autres logiciels de traitement.

L'ensemble des instructions nécessaires au déroulement de la simulation peut être renseigné à partir d'une interface graphique sous forme d'icônes de commande. Il est également possible d'établir des fichiers de commandes (type langage FORTRAN) directement exécutables par le

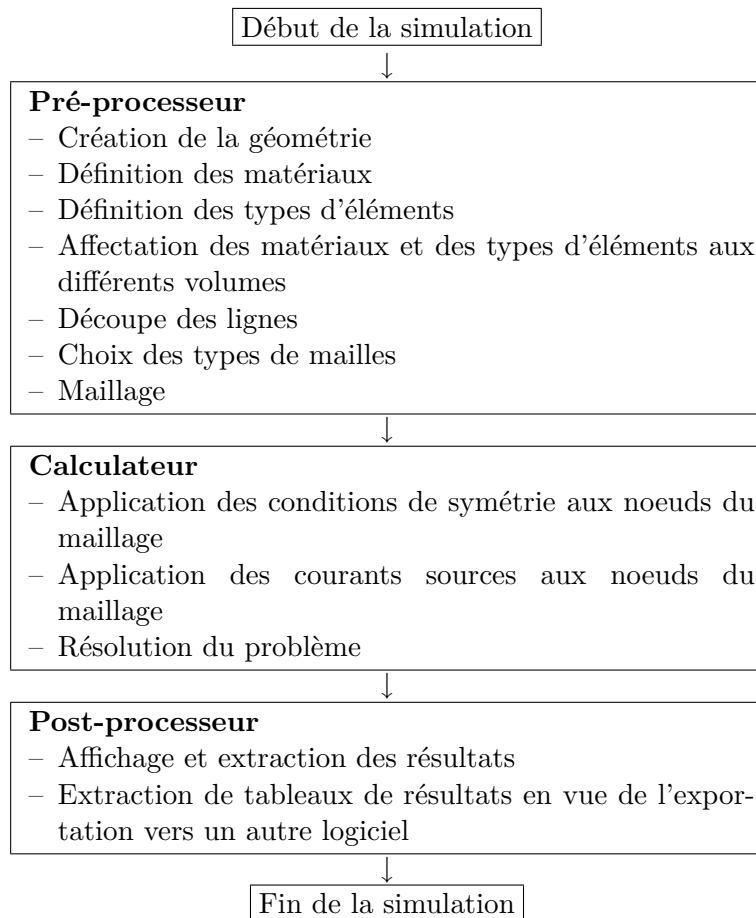


FIG. 2.8 – Déroulement d'une simulation EF.

logiciel. C'est ce dernier mode que nous avons choisi, d'une part parce qu'il permet de répéter simplement les exécutions, et d'autre part parce qu'il autorise le paramétrage des conditions de simulation ainsi que les opérations en boucles. Ce mode d'utilisation du logiciel rend la simulation infiniment plus efficace, quoique nettement moins intuitive au premier abord.

2.2.2 Pré-processeur

2.2.2.1 Création du domaine de travail et de la géométrie de l'inducteur

Les structures d'inducteurs que nous avons proposées présentent deux symétries géométriques (Fig. 2.9) qui sont aussi des symétries électromagnétiques. Le premier plan de symétrie est suivant l'axe \vec{y} en vue du dessus (Fig. 2.9) et est défini par $x = 0$: il coupe l'inducteur en deux dans le sens de la longueur des barreaux et est un plan de symétrie de champ magnétique perpendiculaire et de courant parallèle. Le deuxième plan de symétrie est suivant l'axe \vec{x} en vue du dessus (Fig. 2.9) et est défini par $y = 0$: il coupe l'inducteur en deux dans le sens de la longueur des pôles (qu'on appellera par la suite profondeur de l'inducteur) et est un plan de symétrie de champ magnétique parallèle et de courant perpendiculaire.

Ainsi, en tenant compte de ces symétries, un quart seulement de la géométrie a été modélisée sous ANSYS (Fig. 2.10), ce qui permet de diviser la taille du domaine par quatre et ainsi de diminuer les temps de calcul et la consommation en mémoire du logiciel. La totalité du domaine

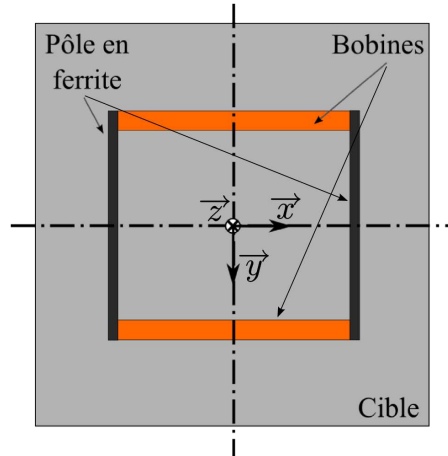


FIG. 2.9 – Représentation des axes de symétrie en vue du dessus pour l'inducteur 1.

d'étude peut ensuite être estimée par reconstruction symétrique.

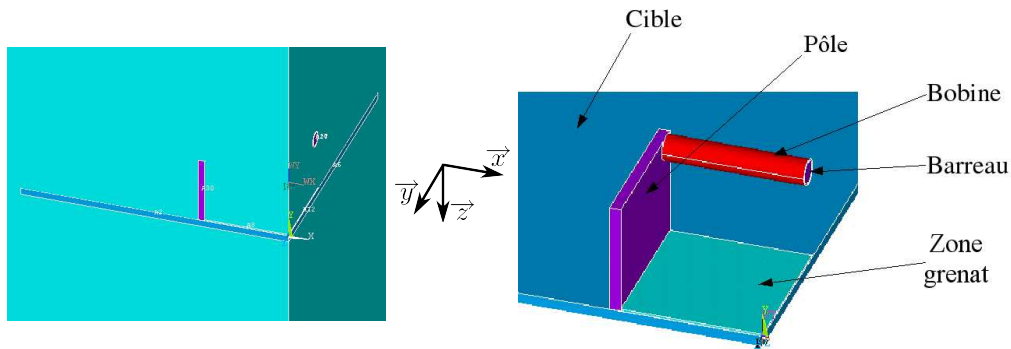


FIG. 2.10 – Modélisation d'un quart de l'inducteur 1 avec ANSYS. L'air extérieur a été supprimé sur la figure de droite pour une meilleure lisibilité.

Les dimensions des inducteurs utilisées dans un premier temps sont, conformément à la figure 2.11 :

$$\begin{aligned} L_i &= 125 \text{ mm} \\ P_i &= 125 \text{ mm} \\ H_i &= 50 \text{ mm} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Ces dimensions sont choisies de façon empirique et ne sont pas forcément les dimensions optimales des inducteurs, mais elles vont permettre de les comparer entre eux à encombrement égal.

Dans le domaine de travail, on choisit de matérialiser la zone de mesure par un volume de 1 mm d'épaisseur et couvrant la totalité de la surface de l'inducteur, dans lequel seront extraits de façon fine les résultats de simulation. En effet, le dimensionnement de l'inducteur va servir à l'optimisation de la distribution du champ magnétique dans ce volume. Ce volume particulier sera appelé « zone grenat », puisque c'est précisément dans cette zone que prend place la traduction magnéto-optique de la distribution de champ.

La cible, qui représente un assemblage riveté, est modélisée de façon massive et non par un empilement de plaques. La validité de cette simplification peut être admise pour l'étude

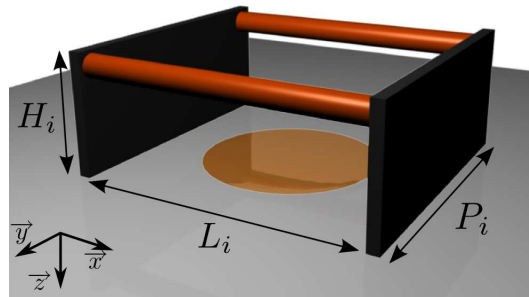


FIG. 2.11 – Représentation des dimensions de l'inducteur.

du comportement global de l'inducteur (dont les ondes générées sont proches d'ondes planes). Toutefois elle devrait être remise en cause pour une étude fine des interactions électromagnétiques locales avec un petit défaut autour d'un rivet.

2.2.2.2 Choix des paramètres des matériaux

La géométrie du domaine de travail étant discrétisée en volumes, il est nécessaire d'affecter à chacun de ces volumes les propriétés électriques et magnétiques correspondant aux matériaux utilisés dans le dispositif réel. Nous pouvons alors distinguer :

- **l'air** : les propriétés affectées aux éléments de type « air » sont celles couramment admises par simplification, c'est à dire :
 - perméabilité magnétique relative $\mu_r = 1$
 - conductivité électrique $\sigma = 0$,
- **les éléments magnétiques** de l'inducteur sont réalisés en 3C90. On affecte donc aux volumes correspondants les propriétés suivantes :
 - perméabilité magnétique relative $\mu_r = 2300$,
 - conductivité : $\sigma = 0$,
- **les éléments en cuivre** (bobines) sont définis avec :
 - une conductivité électrique $\sigma = 60 \text{ MS.m}^{-1}$,
 - une perméabilité $\mu_r = 1$,
- la cible est un joint riveté en **alliage d'aluminium de type aéronautique** :
 - perméabilité magnétique est $\mu_r = 1$
 - conductivité électrique $\sigma = 20 \text{ MS.m}^{-1}$
- **le film IMO** n'est pas modélisé, car on ne cherche pas à simuler son influence, mais à optimiser les interactions entre l'inducteur et la cible. La zone de mesure, dans laquelle on va calculer numériquement la distribution spatiale du champ magnétique est définie comme un volume d'air.

2.2.2.3 La discrétisation des volumes en éléments finis

Chacun des volumes constituant le domaine d'étude doit à son tour être discrétisé en éléments finis pour lesquels les grandeurs d'intérêt vont être déterminées numériquement. Les choix de la taille et de la répartition de ces éléments constitue l'opération de maillage des volumes.

Plusieurs types d'éléments peuvent alors être considérés pour la résolution numérique. Ces éléments définissent les degrés de liberté et le type de formulation qui vont être exploités pour la résolution numérique. Dans le cadre de la résolution du problème magnétodynamique qui nous occupe, deux formulations peuvent être considérés : SOLID97 et SOLID117.

Le type SOLID97 Ces éléments exploitent une *formulation nodale* par potentiels \vec{A} et V , dans laquelle ces variables sont appelées degrés de liberté (DL) et sont calculées aux nœuds du maillage (Fig. 2.12). Cette formulation est très utilisée pour les géométries complexes et volumineuses car la résolution du problème est plus rapide qu'avec d'autres formulations électromagnétiques. En revanche, elle ne permet pas d'utiliser des matériaux avec des perméabilités différentes. En effet, à l'interface entre deux milieux de perméabilités différentes le potentiel vecteur s'écrit $\vec{A} = A_t \cdot \vec{t} + A_n \cdot \vec{n}$ (où \vec{t} est un vecteur unitaire tangent à l'interface et \vec{n} un vecteur normal). Disons simplement qu'une valeur trop élevée de la dérivée spatiale selon la tangente de la composante normale du potentiel vecteur \vec{A} , $\frac{\partial A_n}{\partial t}$, peut conduire, lors de la résolution numérique, à des imprécisions dans l'évaluation de la composante tangentielle de l'induction magnétique [Aid, LB00].

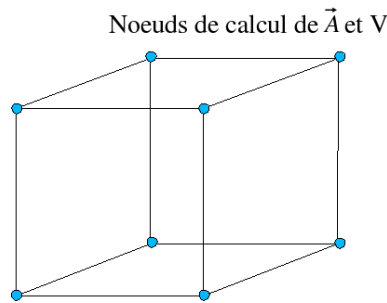


FIG. 2.12 – Exemple d'élément hexaédrique à 8 nœuds utilisé dans la formulation SOLID97.

Le type SOLID117 Ces éléments exploitent une *formulation par éléments d'arêtes* : les DL sont la circulation du potentiel vecteur \vec{A} le long de chaque arête et le potentiel scalaire V (Fig. 2.13). Cette formulation impose la continuité de la composante tangentielle de \vec{A} sur les arêtes communes de deux éléments adjacents, tout en n'imposant aucune contrainte sur la composante normale de \vec{A} . Elle permet de simuler des matériaux de perméabilités magnétiques différentes : c'est donc cette formulation qui a été utilisée par la suite, puisque la structure des inducteurs est composée de ferrite, de perméabilité relative élevée ($\mu_r = 2300$) alors que les autres matériaux utilisés sont amagnétiques ($\mu_r = 1$). Par rapport à SOLID97, le type SOLID117 comporte plus de nœuds de calcul pour une même géométrie d'éléments. Ainsi, les calculs opérés en SOLID117 peuvent être plus précis que ceux en SOLID97, mais la résolution s'avère plus coûteuse en temps de calcul.

2.2.2.4 Discrétisation et maillage

Le choix de la taille des éléments conditionne fortement la finesse de la solution numérique obtenue. Afin de suivre avec une bonne résolution les évolutions spatiales des grandeurs d'intérêt, il est nécessaire d'adapter la taille des éléments de discrétisation spatiale (mailles). Pour ce faire, il faut procéder au « découpage » des contours de chaque volume constituant le domaine d'étude, en segments qui vont imposer la taille des éléments de discrétisation : plus les contours seront

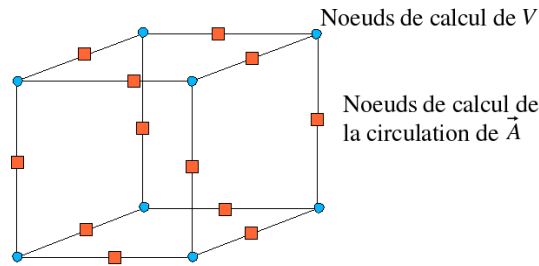


FIG. 2.13 – Exemple d'élément hexaédrique à 20 noeuds utilisés dans la formulation éléments d'arêtes en SOLID117. 12 de ces noeuds correspondent au calcul de la circulation de \vec{A} , 8 au calcul de V .

découpés finement, plus le maillage global sera fin et plus les calculs seront précis. En revanche, la mémoire utilisée sera plus importante et le temps de calcul sera plus élevé. Un compromis doit donc être élaboré. Toutefois, ce compromis peut être affiné en exploitant les différentes géométries d'éléments proposés dans le logiciel, en fonction des géométries à discrétiser.

Les éléments tétraédriques sont utiles pour mailler automatiquement les volumes. Ils permettent de mailler n'importe quelle géométrie et d'obtenir des calculs *relativement rapides*. Dans notre étude, les parties géométriques où l'on a pas besoin d'une précision déterminée, tel que l'air extérieur, les barreaux et les bobines ont été maillées avec ce type d'élément.

Les éléments hexaédriques servent à mailler avec précision les volumes, car la taille des mailles peut être parfaitement maîtrisée et ils comportent plus de noeuds de calculs que les éléments tétraédriques pour la même formulation. Il existe en revanche une contrainte : les volumes maillés avec ces éléments ne peuvent avoir que six *aires/faces* maximum. Dans notre étude, les volumes où l'on veut une meilleure précision de calcul qu'avec les éléments tétraédriques tel que la zone grenat, la cible et le pôle magnétique sont maillés avec ce type d'élément.

Dans le cas d'une cible « homogène » c'est à dire sans rivet ni défaut, la taille des mailles dans la zone grenat et la cible sont de 2,5 mm dans le plan (\vec{x}, \vec{y}) (Fig. 2.14) à l'intérieur de l'inducteur, ce qui apporte une précision suffisante compte tenu de l'évolution spatiale du champ magnétique. A l'extérieur, la cible est maillée de manière de plus en plus lâche à mesure que l'on s'éloigne de l'inducteur, car la précision requise aux extrémités peut être moindre puisque les variations spatiales des grandeurs sont moins « rapides ». Plus précisément, son épaisseur est maillée de manière logarithmique avec 10 mailles, conformément à l'évolution des courants de Foucault dans la profondeur de la cible. Dans le cas présenté, il y a 3 mailles dans l'épaisseur de peau à la fréquence de 5 kHz, ce qui correspond à une résolution couramment considérée comme satisfaisante en l'absence d'inhomogénéité dans le matériau.

Dans le cas d'une cible comportant un rivet (trou rempli d'air) de 6 mm de diamètre (Fig. 2.15), la taille des mailles de discrétisation du rivet et de la cible autour du rivet est de 0,5 mm. La taille augmente ensuite peu à peu à mesure que l'on se rapproche des bords de l'inducteur.

Lorsque l'on utilise conjointement des éléments tétraédriques et hexaédriques, la transition entre ces deux types d'éléments est maillée d'une manière particulière avec des **éléments de transition**. Ce maillage est fait automatiquement par ANSYS.

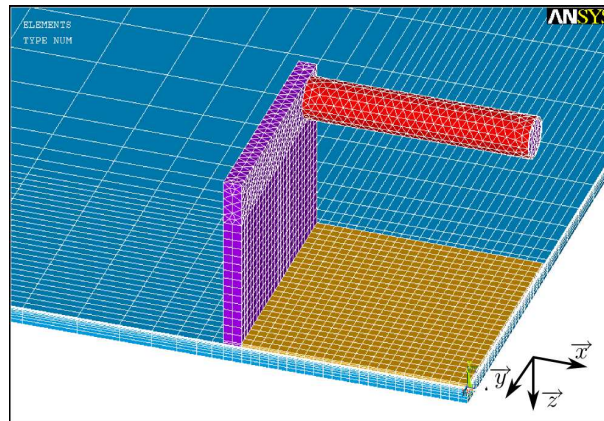


FIG. 2.14 – Maillage de la géométrie totale (sans l'air extérieur) : exemple de l'inducteur 1.

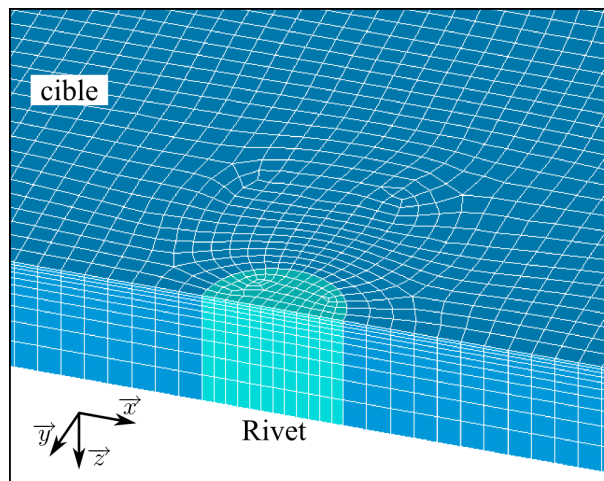


FIG. 2.15 – Zoom sur un demi-rivet modélisé et maillé avec ANSYS.

2.2.2.5 Les conditions aux limites

Afin de réduire les temps de calcul sans altérer la pertinence de la solution, nous avons choisi de réduire le domaine d'étude au quart de la géométrie totale à simuler et de déduire la solution dans tout l'espace par symétrie. Il est donc nécessaire d'appliquer les conditions de symétries électromagnétiques aux extrémités du domaine de travail, afin d'assurer la cohérence de la solution.

Dans notre cas d'étude, les deux symétries utilisées sont :

- Sur le plan de coupe $x=0$ (Fig. 2.9) le champ magnétique est perpendiculaire et les courants sont parallèles. Nous appliquons alors les **conditions de Neumann** afin de respecter la symétrie magnétique.
- Sur le plan de coupe $y=0$ (Fig. 2.9) le champ magnétique est parallèle et les courants sont perpendiculaires (ils traversent le plan de symétrie), nous appliquons les **conditions de Dirichlet**.

2.2.3 Résolution du problème

La résolution du problème EF peut être faite de différentes manières : soit en résolvant directement les équations, soit de manière itérative en approchant la solution en plusieurs étapes afin d'obtenir une solution avec une tolérance donnée sur la solution exacte. La méthode par défaut d'ANSYS est la méthode « sparse », qui est basée sur la résolution directe des équations du problème. Nous avons utilisé cette méthode car elle combine rapidité, robustesse et précision [Aid]

2.2.4 Post-traitement

Une fois le calcul réalisé et la solution atteinte, la partie de post-traitement d'ANSYS propose l'affichage de certaines grandeurs calculées, sous forme de champs de vecteurs (champs ou courants) ou cartographies en (fausses) couleurs.

A titre d'exemple, la figure 2.16 présente la cartographie du module du champ magnétique inducteur \vec{H}_x obtenue dans « la zone grenat », entre 0 et 1 mm au dessus de la cible, à la fréquence 1 kHz, pour l'inducteur 1. On peut déjà apercevoir que la répartition du champ magnétique n'est pas uniforme.

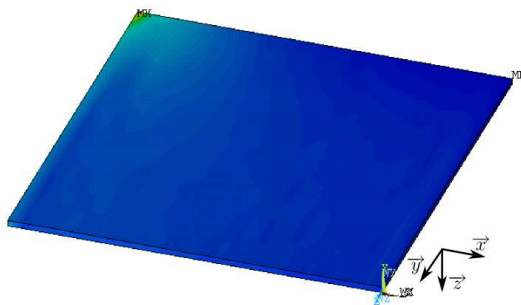


FIG. 2.16 – Cartographie du champ magnétique dans le quart de « la zone grenat » modélisé et défini figure 2.14.

L'exportation de tableaux de valeurs vers un logiciel de traitement tel que Matlab permet d'analyser les données de façon quantitative. Dans notre cas, les grandeurs d'intérêts sont la distribution du champ magnétique et la distribution de la densité de courants de Foucault dans la cible et la distribution du champ magnétique dans la zone grenat. L'exportation a été effectuée pour chaque maille dans l'épaisseur de la cible et de la zone grenat, et avec la résolution native offerte par le maillage dans le plan (\vec{x}, \vec{y}) c'est à dire $2,5 \times 2,5$ mm.

Ce type de traitement permet de reconstruire la totalité de la géométrie et d'apprécier le comportement du champ sur toute la surface de l'inducteur. De plus, un détournage suivant le disque délimité par le film IMO réel est possible, comme pour les cartographies présentées sur la figure 2.22.

2.2.5 Exemple de mise en oeuvre et validation

Avant d'étudier de façon quantitative l'influence des paramètres de l'inducteur sur la distribution des CF dans la cible, nous procédons à une étape de validation de la mise en oeuvre de la

simulation EF 3D sur une configuration type représentative de notre problème, en confrontant le résultat obtenu avec des images fournies par le dispositif d'ICF². Nous avons ainsi procédé à la simulation des interactions d'un inducteur donné ($L_i = 125$ mm, $P_i = 125$ mm et $H_i = 50$ mm) avec une cible massive d'aluminium ($\mu_r = 1$, $\sigma = 35$ MS.m⁻¹ et d'épaisseur 10 mm) percée d'un trou. Le trou présente (Fig. 2.15) une diamètre de 6 mm et est discrétisé en mailles de 0,5 mm de côté. Cette zone finement maillée constitue la zone de référence dans laquelle sera menée la validation. Le reste de la cible est maillé de manière logarithmique de plus en plus lâche à partir du « rivet » jusqu'aux bords de l'inducteur, afin d'alléger la résolution.

Cette représentation simplifiée d'un assemblage riveté nous permet de mener une comparaison significative avec une configuration expérimentale, constituée d'un assemblage de 5 plaques d'aluminium de 2 mm d'épaisseur ($\mu_r = 1$, $\sigma = 35$ MS.m⁻¹) percée d'un trou de même diamètre³ (6 mm). Les cartographies de champ magnétique à la surface de la cible extraites de la simulation 3D (avec une résolution spatiale de 0,5 mm) et celles acquises avec le prototype d'ICF (ayant une résolution spatiale de 0,1 mm) sont présentées sur la figure 2.17. A ce stade, la comparaison ne peut être menée en termes d'amplitude, la nature de l'image simulée (distribution de champ magnétique en A.m⁻¹) et de l'image expérimentale (image vidéo issue de traduction magnéto-optique de la distribution de champ de magnétique) étant différente. Aussi, nous choisissons un mode de représentation des mesures normalisées par rapport aux simulations (donc un courant d'alimentation de l'inducteur de 5 A) :

$$\overrightarrow{H_z^{mes}} = \frac{\overrightarrow{H_z^{mes}}}{\|\overrightarrow{H_z^{mes}}\|} \overrightarrow{H_z^{simul}} \quad (2.16)$$

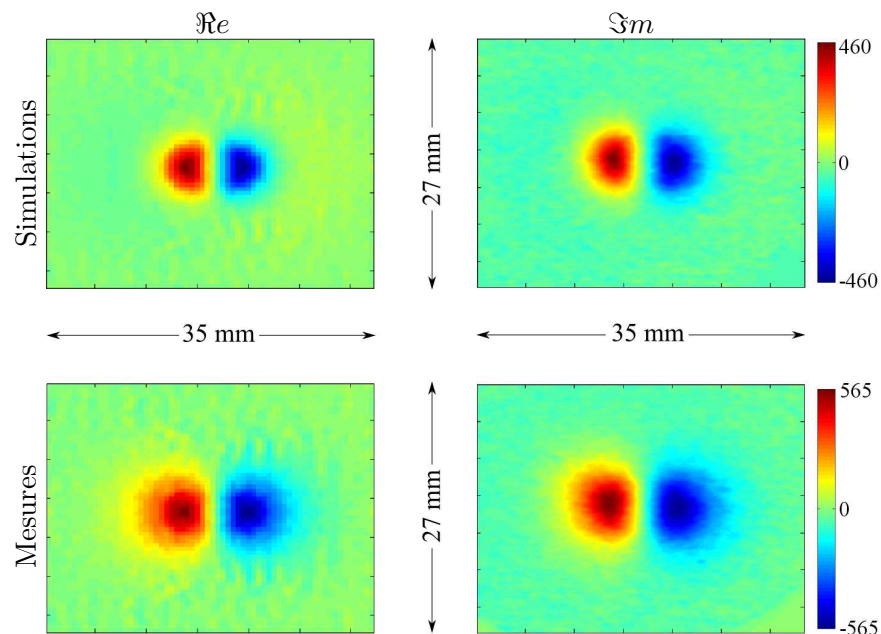


FIG. 2.17 – Comparaison entre la réponse en champ magnétique H_z du rivet simulé et d'un rivet mesuré. L'échelle est en A/m.

²En pratique, cette validation a été faite a posteriori, avec le prototype d'ICF de laboratoire dimensionné et finalisé; toutefois il nous a paru intéressant de présenter cette validation à ce stade dans le document.

³Dans ce cas, il est tout à fait légitime de confondre la cible massive (simulation) avec l'empilage de plaques (expérimentation). En effet, le trou est débouchant, il n'y a donc pas dans cette zone de composantes de CF dirigées selon l'axe z , dont la présence pourrait produire une différence du champ magnétique résultant à la surface d'une cible massive et d'une cible « empilée ».

On peut noter sur ces images (Fig. 2.17) la bonne adéquation qualitative entre les données issues de la simulation (première ligne de la figure) et les données issues de l'expérimentation (seconde ligne de la figure). En effet, les tailles des lobes sont identiques, aussi bien en partie réelle qu'en partie imaginaire et ceux avec deux résolutions spatiales de représentation différentes (0,5 mm pour la simulation et 0,1 mm pour la mesure). D'autre part, les proportions partie réelle et partie imaginaire entre la simulation et les mesures sont respectées, comme le montre la représentation de la signature 1D des rivets (représentation sur le plan de Lissajous du champ magnétique complexe de la ligne horizontale passant par le centre des rivets) (Fig. 2.18).

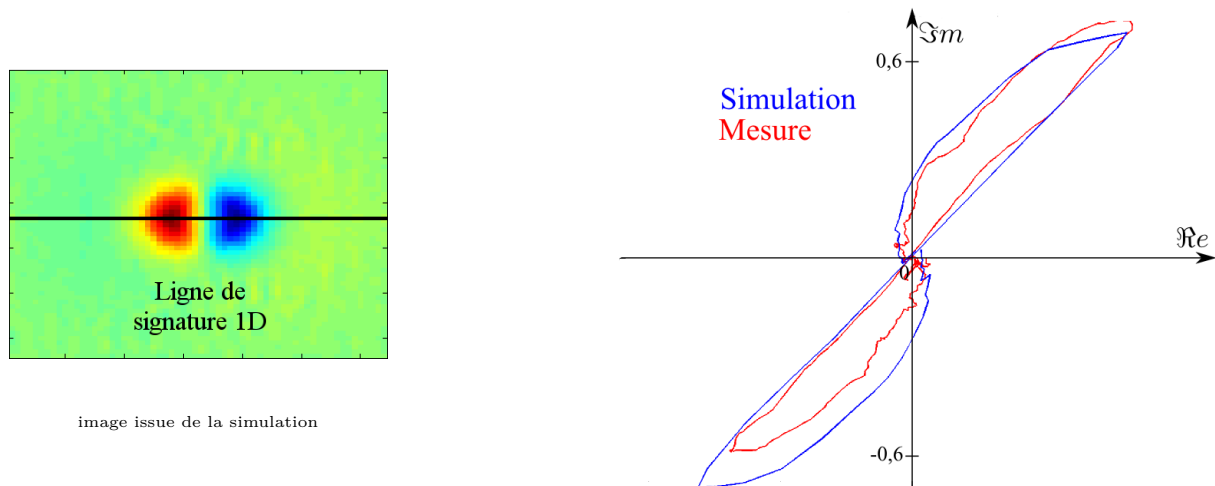


FIG. 2.18 – Signature 1D (normalisée en module) simulée et mesurée d'un rivet représentées dans le plan de Lissajous.

En revanche, on observe tout de même sur la représentation de Lissajous une différence entre la signature de la mesure et celle de la simulation : la simulation est parfaitement symétrique tandis que la mesure ne l'est pas. Ce phénomène peut s'expliquer par des défauts de symétrie dans le montage du prototype d'ICF utilisé pour la mesure, comme par exemple un défaut de positionnement du film IMO par rapport à l'inducteur. Une légère inclinaison d'un angle α suivant l'axe \vec{x} du film par rapport au plan de l'inducteur a pour effet de le rendre sensible au champ magnétique inducteur \vec{H}_x (qui présente une amplitude très grande devant celle de \vec{H}_y et \vec{H}_z , comme le représente la figure 2.20. Nous pouvons considérer que la réponse d'un rivet en champ magnétique tangentiel \vec{H}_y , dont l'amplitude est de l'ordre de 110 A.m^{-1} (Fig. 2.19), est négligeable devant le champ magnétique tangentiel inducteur \vec{H}_x dont l'amplitude au centre de l'inducteur est de l'ordre de 3750 A.m^{-1} . Ainsi, la dissymétrie constatée en figure 2.18 ne serait due qu'à une inclinaison suivant l'axe \vec{x} . Le seul moyen à notre disposition pour vérifier cette hypothèse est de « dégrader » les résultats de la simulation pour faire apparaître une inclinaison, car la modification de la position du film sur le prototype est difficile. Ainsi, le champ magnétique « mesuré » par le film si une inclinaison est présente vaut :

$$H_{\text{mesuré}} = H_z \cos(\alpha) + H_x \sin(\alpha) \quad (2.17)$$

Le résultat du calcul de $H_{\text{mesuré}}$ obtenu pour un petit angle d'inclinaison $\alpha = 1^\circ$ est représenté sur le plan de Lissajous de la figure 2.21. L'ajout de cette inclinaison permet de dissymétriser la réponse simulée du rivet sain pour se rapprocher de celle de la mesure. Il va de soi que cette hypothèse d'inclinaison du film n'explique pas tous les phénomènes de dissymétrisation de la mesure, mais elle permet de comprendre une partie du problème.

Nous avons validé dans cette section la simulation sur un cas de rivet sain par comparaison

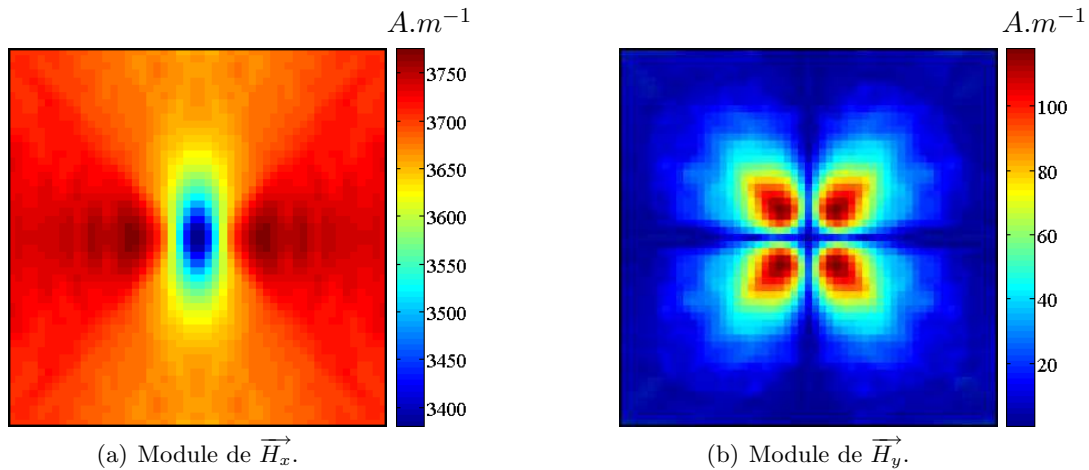


FIG. 2.19 – Modules des champs magnétiques simulés \vec{H}_x et \vec{H}_y autour du rivet sain.

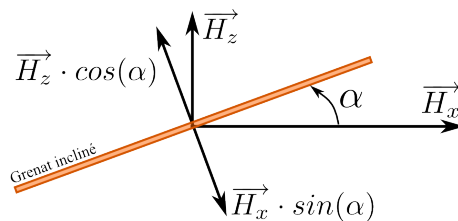


FIG. 2.20 – Représentation de l'inclinaison du film IMO.

avec une mesure de l'ICF sur une configuration similaire. Par la suite, nous allons utiliser des simulations similaires, mais réalisées plus simplement avec une cible « homogène » (sans rivet), afin de procéder au dimensionnement de l'inducteur.

2.2.6 Dimensionnement de l'inducteur

Ayant validé nos outils de simulation, nous pouvons maintenant chercher à étudier de manière quantitative l'effet des dimensions de l'inducteur sur la « qualité » de l'excitation de la cible. Par souci de simplification des simulations à effectuer, nous choisissons de quantifier cette influence en travaillant sur une cible massive « saine », c'est à dire en l'absence de rivet et de défaut. La cible choisie est définie comme étant en aluminium et présentant une conductivité $\sigma = 35 \text{ MS.m}^{-1}$. Si nous avons choisi cette valeur de conductivité pour les simulations c'est parce que l'ICF sera par la suite exploité pour imager une maquette de laboratoire ayant cette même conductivité. Les conductivités classiques des alliages d'aluminium utilisés dans l'industrie aéronautique sont plutôt de l'ordre de $\sigma = 20 \text{ MS.m}^{-1}$, ce qui est un cas moins favorable à l'uniformisation des champs magnétiques et des CF dans la cible. Toutefois, les évolutions des performances en fonction des paramètres de l'inducteur varient de la même façon dans les deux cas, seules les valeurs absolues de ces performances diffèrent.

2.2.6.1 Critères de comparaisons

Afin d'analyser l'influence du dimensionnement de l'inducteur sur la qualité de l'image CF produite, nous établissons trois critères quantitatifs de comparaison. Chacun de ces critères est

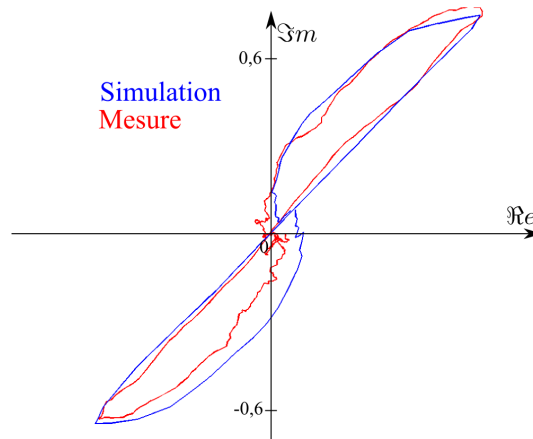


FIG. 2.21 – Signatures 1D simulé et mesuré d'un rivet représentées dans le plan de Lissajous avec l'ajout de l'inclinaison sur les résultats de simulation.

calculé dans les limites de la zone de mesure G définie par la surface circulaire du film IMO dans le plan $(\vec{x}, \vec{y}) : (x, y) \in G$. Dans cette zone, nous définissons l'origine du domaine d'étude par le point de coordonnées (x_0, y_0, z_0) . Ce point se situe au centre du disque G , à la surface de la cible. La hauteur du film par rapport à cette origine est notée z_G . Les trois critères sont l'efficacité de l'inducteur, la non-uniformité résiduelle de l'image et la dynamique en champ magnétique normal. Ils sont définis comme suit :

1. **l'efficacité Eff** caractérise les performances de l'inducteur à maximiser la densité de courants de Foucault dans la structure, pour un courant d'excitation de l'inducteur et une fréquence donnés. L'efficacité est la valeur de l'amplitude de la densité de courants $\widehat{J}_y = \|\vec{J}_y\|$ au centre de l'aire de mesure (x_0, y_0, z_0) , à la surface de la structure testée :

$$Eff = \widehat{J}_y(x_0, y_0, z_0) \quad (2.18)$$

2. **la non-uniformité NU** caractérise la non-uniformité de la densité de courants de Foucault dans une cible homogène. Elle peut être vue comme l'analogue du phénomène de vignettage d'une optique d'appareil photo. Le paramètre NU est la somme des valeurs de l'amplitude de la densité de courant \widehat{J}_y normalisée par rapport à la valeur centrale :

$$NU = \frac{\sum_{x,y} \left| \widehat{J}_y(x, y, z_0) - \widehat{J}_y(x_0, y_0, z_0) \right|}{\widehat{J}_y(x_0, y_0, z_0)} \quad (2.19)$$

3. **La dynamique normalisée en champ magnétique normal D_{Hz}** caractérise la présence d'un champ magnétique normal non-désiré en présence d'une cible homogène. Elle est calculée par le rapport entre la variation maximum du champ magnétique normal et la valeur du champ magnétique inducteur au centre de la zone de mesure dans le film IMO :

$$D_{Hz} = \frac{\left| \max(\widehat{H}_z(x, y, z_G)) - \min(\widehat{H}_z(x, y, z_G)) \right|}{\widehat{H}_x(x_0, y_0, z_G)} \quad (2.20)$$

2.2.6.2 Choix de la structure inductrice

La modélisation par simulation EF des différentes structures d'inducteurs proposées aux figures 1.29 et 2.7 a été menée dans [LD05]. Ici, nous calculons les critères quantitatifs de

comparaison sur les données issues de la simulation des trois structures d'inducteurs, modélisées dans le cas d'un encombrement identique (125 mm × 125 mm), pour un courant d'excitation identique de 5 A dans les bobinages (nombre identique de spires : 120) et pour une fréquence de 1 kHz. Quelle que soit l'efficacité, l'uniformité du champ magnétique aura toujours le même comportement. Ainsi, la comparaison des inducteurs portera avant tout sur NU et D_{H_z} . Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 2.3. Ces résultats confirment que la structure d'inducteur utilisée dans le prototype de faisabilité présente une très bonne uniformité spatiale, mais une efficacité extrêmement faible, comparativement aux deux autres structures inductrices proposées. On sait que par ailleurs cette structure ne favorise pas la sensibilité de l'ensemble, dans la mesure où la plaque inductrice agit comme un blindage vis-à-vis du champ à mesurer. Nous éliminons donc cette structure inductrice.

Par ailleurs, on remarque que la structure inductrice 1, dont les barreaux sont bobinés, présente les meilleurs résultats selon les trois critères considérés. Nous conservons donc cette structure pour élaborer le prototype intégré.

	Inducteur d'origine	Inducteur 1	Inducteur 2
E_{ff} [$10^3 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}$]	19	2780	820
NU	4,61%	12,2%	22,9%
D_{H_z}	34%	2,1%	4,9%

TAB. 2.3 – Résumé des performances des trois inducteurs comparés.

2.2.7 Étude paramétrique de l'inducteur retenu

La structure retenue est caractérisée par un encombrement sur cible défini par les 3 dimensions H_i , L_i , P_i (Fig. 2.11). Afin d'optimiser l'inducteur au vu des 3 critères quantitatifs évoqués plus haut, tout en tenant compte des contraintes d'encombrement, nous menons dans cette partie une étude paramétrique de l'inducteur.

2.2.7.1 Plages de variations de paramètres

Les plages de variations des dimensions de l'inducteur sont établies en tenant compte des différentes contraintes :

- d'ordre mécanique :
 - l'encombrement du film IMO et de son système de maintien mécanique imposent L_i et $P_i \geq 85$ mm ;
 - l'encombrement de l'inducteur sur la cible impose de minimiser L_i et P_i ; on fixe la variation maximum de ces grandeurs à 145 mm ;
- d'ordre optique :
 - l'ouverture optique destinée à laisser passer le faisceau lumineux polarisé doit être « suffisante », ce qui impose la valeur maximale de H_i (ici 60 mm, déterminée expérimentalement) ;
- d'ordre électromagnétique :
 - la hauteur des pôles H_i doit être suffisamment élevée pour garantir que dans toute la gamme de fréquences considérée, la distribution du champ magnétique induit puisse « suffisamment » s'uniformiser à la base de pôles, et d'autre part que les barreaux bobinés

se trouvent « suffisamment » loin de la cible pour ne pas engendrer de couplage avec la cible.

Pour ces raisons, nous choisissons de borner les plages de variations des paramètres par les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} 20 \text{ mm} &\leq H_i \leq 60 \text{ mm} \\ 85 \text{ mm} &\leq L_i \leq 145 \text{ mm} \\ 85 \text{ mm} &\leq P_i \leq 145 \text{ mm} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Il est également important de mener une étude en fonction de la fréquence d'excitation utilisée. En effet, l'effet de peau dans la cible modifie considérablement les variations spatiales des champs et courants induits. Toutefois, par souci de simplification, nous choisissons de restreindre l'étude à 3 fréquences d'excitation représentatives de l'utilisation de l'ICF : 500 Hz, 1 kHz et 5 kHz. Ces fréquences conduisent à des profondeurs de peau de l'ordre de 3,8 mm, 2,7 mm et 1,2 mm respectivement, caractéristiques des épaisseurs des structures inspectées. Ce choix permet de « couvrir » une plage satisfaisante pour l'optimisation de l'inducteur. Enfin, les simulations ont été effectuées pour des courants d'excitation d'amplitude réaliste de $\hat{I} = 5 \text{ A}$.

2.2.7.2 Résultats des simulations

La mise en oeuvre de la simulation et de l'extraction des données dans la « zone de mesure circulaire G » conduit à la détermination des distributions de champs et de courant en 3D. A titre d'exemple, nous présentons le module des cartographies (extraites sous Matlab) du champ d'excitation H_x et H_z dans la zone G ainsi que de la densité des CF J_y à la surface de la cible. Ces cartographies sont obtenues pour $H_i = 50 \text{ mm}$, $L_i = P_i = 125 \text{ mm}$ et à la fréquence de 1 kHz, et présentées à la Fig. 2.22. On remarque la grande valeur du champ inducteur H_x (près de 4000 A.m^{-1}) et la valeur résiduelle de H_z qui idéalement devrait être nulle. Dans tous les cas, on peut noter les effets de bords des trois distributions considérées qui se manifestent sous la forme d'une augmentation de leur amplitude à proximité des pôles de l'inducteur. Ces effets de bords sont responsables de la dynamique non nulle de H_z et de la non-uniformité de l'image résultante qui doit être quantifiée.

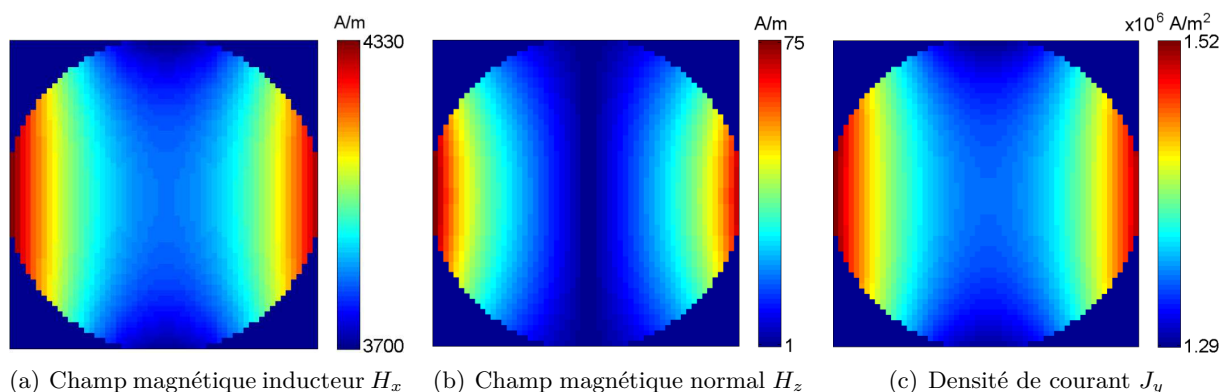
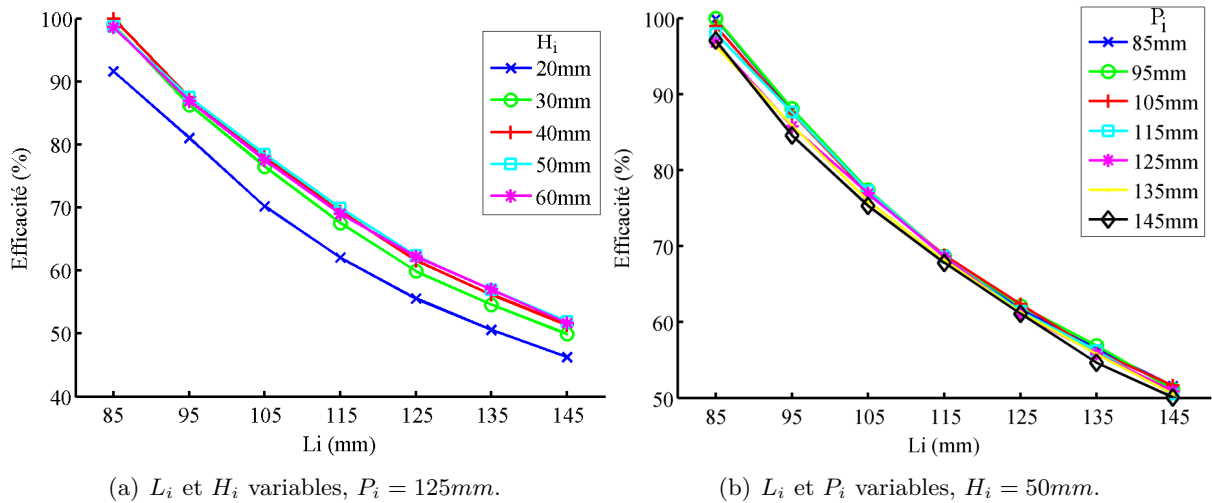
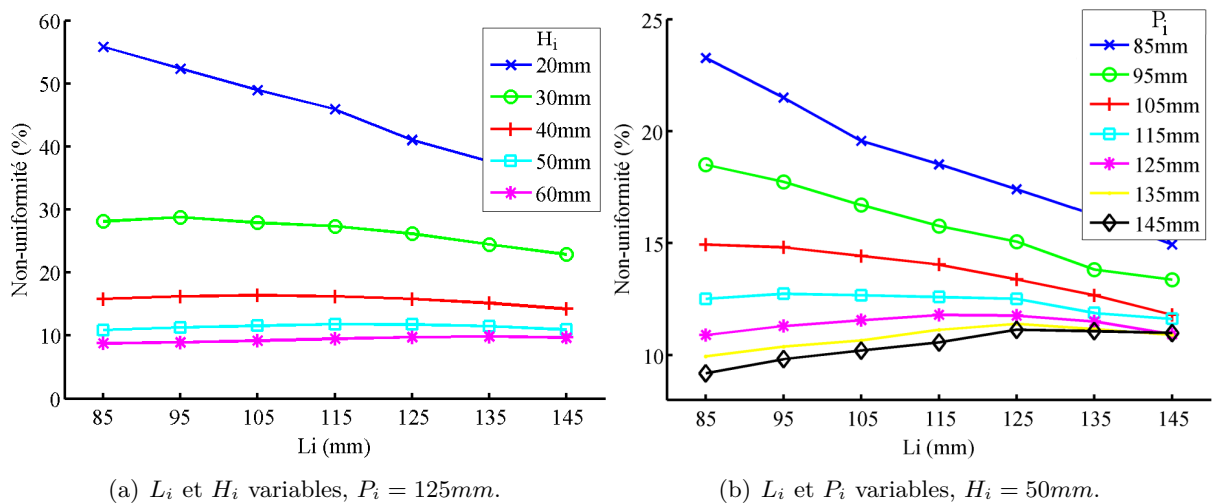


FIG. 2.22 – Représentation des champs magnétiques H_x et H_z et de la densité des CF J_y à 1 kHz, dans la zone de mesure circulaire G .

L'efficacité de l'inducteur varie en fonction de ses dimensions et de la fréquence utilisée. Une

FIG. 2.23 – Évolution de l'efficacité Eff pour des simulations à 1kHz.FIG. 2.24 – Évolution de la non-uniformité NU pour des simulations à 1kHz.

étude paramétrique a été menée à ce sujet. Elle est illustrée pour la fréquence d'excitation de 1 kHz à la figure 2.23. Par soucis de lisibilité, nous choisissons des représentations paramétriques de l'efficacité dans lesquelles un des trois critères est fixé (par exemple $P_i = 125\text{ mm}$, Fig. 2.23-a) tandis que les deux autres évoluent dans la gamme considérée. De même, l'étude paramétrique de la non-uniformité NU est présentée à la même fréquence d'excitation à la figure 2.24. Enfin, l'étude paramétrique de la dynamique D_{H_z} est présentée en figure 2.25.

Ces courbes montrent que l'efficacité et l'uniformité sont peu influencées par H_i , dès lors que $H_i \geq 40\text{ mm}$. L'explication vient de la capacité de répartition homogène du champ dans les pôles en ferrites qui devient satisfaisante à partir d'une hauteur « suffisante ». L'efficacité est maximum lorsque L_i est petit, grâce à la concentration des courants au centre de l'inducteur. En revanche, dans ce cas, l'uniformité est réduite, car les dimensions de sont pas suffisante pour observer des champs magnétiques et des CF uniformes.

La dynamique normalisée D_{H_z} évolue suivant les même modes : lorsque les dimensions sont petites, la dynamique est élevée, et vice-versa. On remarquera que l'apparition de champ normal

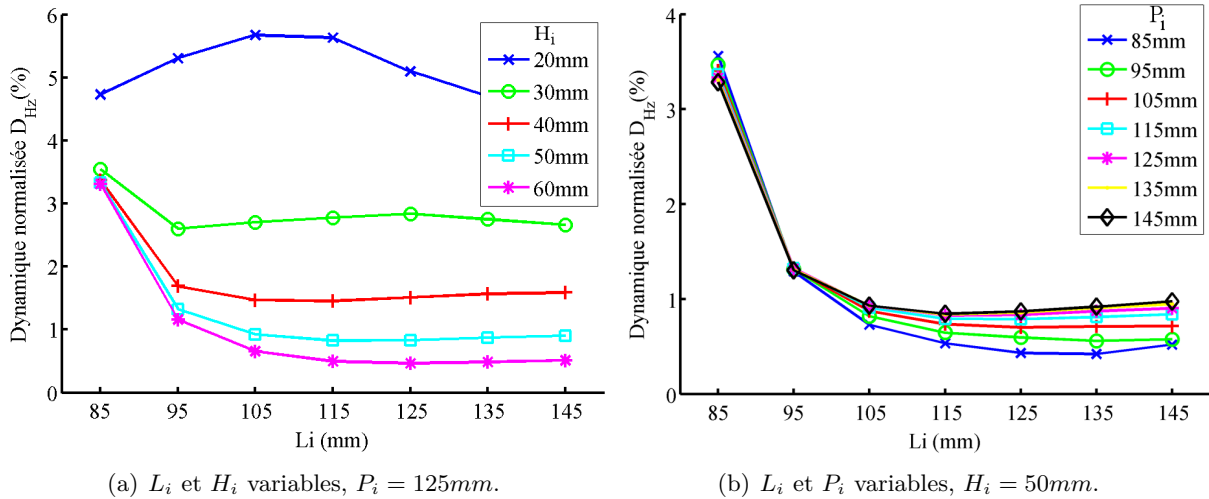


FIG. 2.25 – Évolution de la dynamique normalisée D_{Hz} pour des simulations à 1kHz.

résiduel est très peu influencée par la profondeur et qu'elle n'est due qu'au rapprochement des pôles (diminution de L_i) ou à la mauvaise répartition du champ dans les pôles (diminution de H_i).

Dans le but d'obtenir les images les plus uniformes possible en présence d'une cible homogène, nous pouvons choisir de minimiser la non-uniformité et la dynamique en champ normal; l'efficacité pourra être améliorée en augmentant le courant dans les bobinages inducteurs. Ainsi, à 1 kHz, les dimensions qui minimisent ces deux critères sont : $H_i = 40$ mm, $L_i = 145$ mm et $P_i = 145$ mm. Le tableau 2.4 donne les dimensions d'inducteur qui minimisent NU et D_{Hz} pour chacune des trois fréquences d'études (pour chaque fréquence, nous considérons $H_i \geq 40$ mm). Ainsi, pour 500 Hz et 1 kHz, les dimensions pour lesquelles NU et D_{Hz} sont minimisés sont les dimensions maximales de la plage de variations de L_i et P_i . Ces dimensions conduisent à une efficacité égale à 50 % de l'efficacité maximum. Pour 5 kHz, la tendance s'inverse. Il semblerait qu'à plus haute fréquence, l'efficacité soit prépondérante dans le calcul de NU et D_{Hz} et qu'elle conduit à leur minimisation pour L_i minimale. Il est à noter qu'à 5 kHz, la valeur maximale de D_{Hz} est de 0,5 %, ce qui est inférieure à la valeur minimale obtenue pour 500 Hz.

$F(Hz)$	Eff ($A.m^{-2}$)	NU (%)	D_{Hz} (%)	P_i (mm)	L_i (mm)
500Hz	50 % ($0,8.10^6$)	12	1,7	145	145
1kHz	50 % (1.10^6)	10	1	145	145
5kHz	100 % ($5,2.10^6$)	6	0,2	145	95

TAB. 2.4 – Résumé des dimensions qui minimisent les critères NU et D_{Hz}

2.2.7.3 Conclusion sur le dimensionnement

Un compromis doit être fait sur le choix des dimensions de l'inducteur, car on ne peut pas modifier la taille de l'inducteur en fonction de la fréquence utilisée. Ainsi, un compromis serait de considérer une valeur moyenne des dimensions qui (dans une certaine mesure) influe peu sur les valeurs de NU et D_{Hz} , pour les trois fréquences considérées. De plus, lorsque les dimensions se rapprochent des dimensions « optimales », le comportement des différentes courbes étudiées dans cette section a tendance à s'adoucir, et aux alentours de ces points, les valeurs varient peu.

Ainsi, si l'on considère $H_i = 50$ mm $L_i = 125$ mm et $P_i = 125$ mm, on obtient les valeurs du tableau 2.5, qui sont peu éloignées des valeurs optimales pour chaque fréquence. De plus, ce compromis permet de conserver un encombrement raisonnable de l'inducteur. Enfin, diminuer L_i a pour effet d'augmenter l'efficacité pour les basses fréquences et d'uniformiser l'efficacité à 60 % du maximum pour chaque fréquence.

Les dimensions de l'inducteur sont rappelées sur la figure 2.26.

F (Hz)	E_{ff} ($A \cdot m^{-2}$)	NU (%)	D_{Hz} (%)	P_i (mm)	L_i (mm)
500Hz	60 % ($0,95 \cdot 10^6$)	15	2	125	125
1kHz	60 % ($1,3 \cdot 10^6$)	15	1	125	125
5kHz	60 % ($3,2 \cdot 10^6$)	10	0,4	125	125

TAB. 2.5 – Résumé des dimensions qui donnent un compromis des performances de l'inducteur pour les trois fréquences d'études.

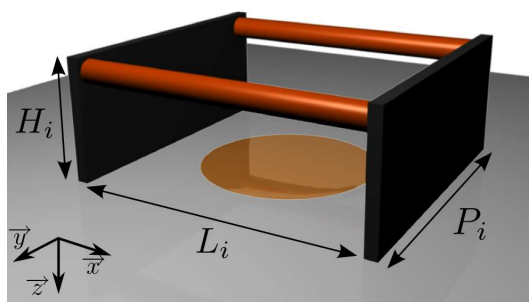


FIG. 2.26 – Représentation des dimensions de l'inducteur.

2.3 Caractérisation des films IMO en vue de leur exploitation

Ayant déterminé les dimensions de l'inducteur, nous allons maintenant nous consacrer à la caractérisation des films d'imagerie magnéto-optique (IMO) en vue de leur exploitation dans des ICF intégrés.

Pour la réalisation du prototype intégré de laboratoire, le SATIE a acquis en 2005 quatre films IMO uniaxiaux à aimantation linéaire de 76 mm de diamètre et d'épaisseur 6 μ m déposés sur un substrat de SGGG de 500 μ m. Ces films IMO, d'une valeur de 2500 € chacun, ont été acquis auprès du MTU (Russie) sans que nous ne connaissions leur conditions de fabrication ni leur composition exacte. Les films étant potentiellement tous différents, il était nécessaire de les caractériser en linéarité, en dynamique et en rotation Faraday.

Le principe de mesure de la rotation Faraday que nous avons utilisé est celui présenté à la section 2.1 de ce chapitre. Les films IMO ont été caractérisés en transmission, c'est à dire avec un faisceau lumineux qui ne les traverse qu'une seule fois (Eq. 2.2).

Les caractérisations réalisées portent sur :

- la détermination de la rotation Faraday (pour un champ magnétique donné) en fonction de la longueur d’onde,
- l’influence de l’intensité d’éclairement,
- la détermination des cycles d’aimantation.

2.3.1 Rotation Faraday en fonction de la longueur d’onde

2.3.1.1 Banc de mesure

La caractérisation des films IMO utilisés dans l’ICF a été faite au moyen d’un banc de mesure dédié et développé spécifiquement pour ces caractérisations (Fig. 2.27 et 2.28). Il est constitué d’un solénoïde inducteur creux dans lequel on peut insérer les films à tester. Ce solénoïde est alimenté par un courant d’amplitude réglable permettant d’aller jusqu’à la saturation des films. Le champ magnétique H_0 au centre du solénoïde de longueur non-infinie peut être évalué par [Pur98] :

$$H_0 = 0,72 n \cdot I_{sol} \quad (2.22)$$

avec :

- n : nombre de spires par mètres, $n = 4160$,
- I_{sol} : courant inducteur du solénoïde.

La source lumineuse utilisée est une diode de type Luxeon⁴ à très forte luminosité (environ 600 cd). Elle a été couplée à des filtres interférentiels dont la bande passante très étroite ($\Delta\lambda = 10$ nm) permet de faire des mesures précises en longueur d’onde.

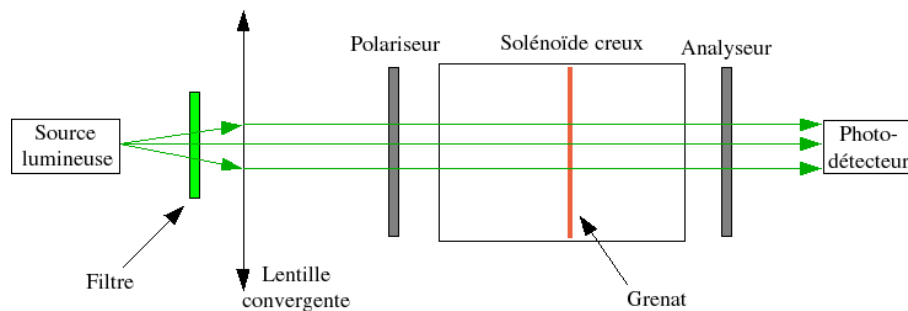


FIG. 2.27 – Schéma du banc de mesure du cycle d’aimantation des films IMO et de la longueur d’onde.

2.3.1.2 Longueur d’onde du faisceau lumineux

Afin de déterminer la longueur d’onde permettant d’exploiter au mieux les caractéristiques des films IMO, c’est à dire celle qui donne la meilleure rotation Faraday pour un champ magnétique donné avec une atténuation minimum du flux lumineux, nous avons utilisé des filtres interférentiels dont les longueurs d’onde centrale vont de 510 nm (vert) à 580 nm (rouge). Les mesures sont répertoriées dans le tableau 2.6, et une représentation graphique est faite sur la figure 2.29.

⁴de même type que celle utilisée dans l’ICF.

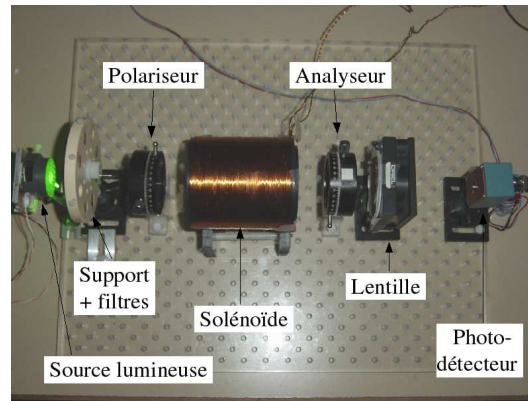


FIG. 2.28 – Banc de mesure du cycle d'aimantation des films IMO et de la longueur d'onde.

Ces mesures ont été réalisées dans les conditions suivantes :

- courant dans le solénoïde : $\hat{I}_{sol} = 1,5A$, soit un champ magnétique au centre du film $\hat{H}_0 = 4500Am^{-1}$.
- courant d'alimentation du Luxeon : $I_l = 336mA$.

Certaines mesures dans les faibles longueurs d'ondes ont été considérées comme non-valides malgré l'utilisation d'une détection synchrone et une diode à très forte luminosité car l'atténuation apportée par le film IMO était trop importante à ces longueurs d'ondes.

L'allure générale des courbes de la figure 2.29 semble correspondre à la théorie puisque le comportement de l'angle de la rotation Faraday θ_F est inversement proportionnel à la longueur d'onde λ [Cas97a] :

$$\theta_F \propto \frac{\pi L}{\lambda} \quad (2.23)$$

où L est l'épaisseur du film IMO.

Bien que l'on constate une irrégularité dans la fabrication des films IMO, puisque les angles de rotation Faraday peuvent varier **du simple au double pour une même longueur d'onde** (à courant égal dans le solénoïde), les angles de rotation Faraday les plus élevés se situent tous à des longueurs d'ondes aux environs de **530nm - 540nm**, c'est à dire dans le vert.

Malheureusement, ces fortes rotations Faraday coïncident avec une forte atténuation optique dans les films MO, et le signal émergent est très faible. En revanche, à des longueurs d'ondes plus élevées (rouge), l'atténuation optique est moins forte, mais les rotations Faraday aussi. Il y a donc un compromis à faire sur le choix de la longueur d'onde à utiliser, qui se situerait plutôt vers $\lambda = 560$ nm, comme le présente le tableau récapitulatif ci-dessous.

Dans cette série de mesure, c'est le film IMO n°3 qui a la meilleure rotation Faraday : pour la longueur d'onde $\lambda = 540$ nm, on obtient $\theta_F = 8,1^\circ$.

2.3.1.3 Influence de l'intensité d'éclairement

Les mesures que nous avons fait pour cette section vont servir à vérifier que l'intensité lumineuse de la source n'influe pas sur la rotation Faraday. Elles ont été faites sur un seul film IMO (en l'occurrence, le n° 3), dans les conditions suivantes :

Longueur d'onde (nm)	Angle de rotation Faraday (°)			
	film 1	film 2	film 3	film 4
510	-	-	5,96	-
520	-	5,28	-	-
532	3,72	3,12	7,83	6,4
540	3,29	3,12	8,1	5,1
550	2,44	2,07	3,74	3,68
560	2,35	1,92	3,23	3,36
580	2,06	1,98	3,46	3,24

TAB. 2.6 – Tableau récapitulatif des angles de rotation Faraday pour les quatre films IMO. Les longueurs d'ondes correspondent à celles des filtres interférentiels.

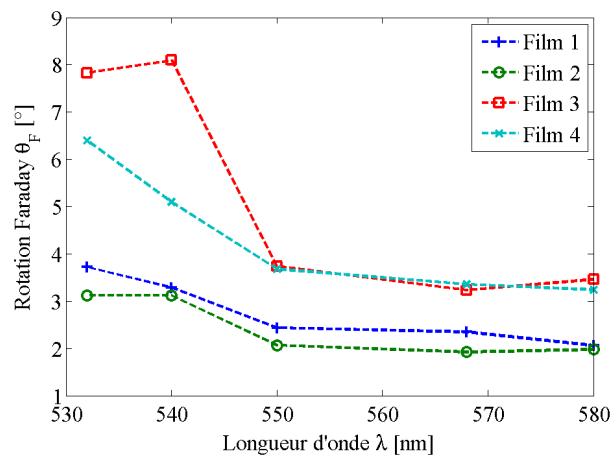


FIG. 2.29 – Comparaison des angles de rotation Faraday pour les quatre films MO. L'axe des abscisses est gradué en longueur d'onde (nm) et l'axe des ordonnées en angle de rotation Faraday (°).

- Luxeon seul, afin d'avoir une plus grande intensité incidente pour un courant d'alimentation variant entre 100 mA et 350 mA (défini comme le courant maximum dans la documentation),
- courant dans le solénoïde $\hat{I}_{sol} = 1,5A$.

Le graphe des mesures est donné sur la figure 2.30 et le calcul de la moyenne et de l'écart-type des mesures donne les résultats suivants :

- moyenne des mesures : $2,38^\circ$
- écart-type des mesures : $0,033^\circ$

On constate aussi bien d'après les courbes des mesures que d'après les deux valeurs calculées ci-dessus que l'intensité d'éclairement influe très peu sur la mesure de la rotation Faraday.

2.3.1.4 Cycle d'aimantation des films IMO

Afin de déterminer les plages de linéarité des films IMO testés et le comportement de leur cycle d'aimantation, des mesures de la rotation Faraday en fonction du champ magnétique appliqué ont été effectuées. En effet, d'après l'équation 1.6, la rotation Faraday est proportionnelle

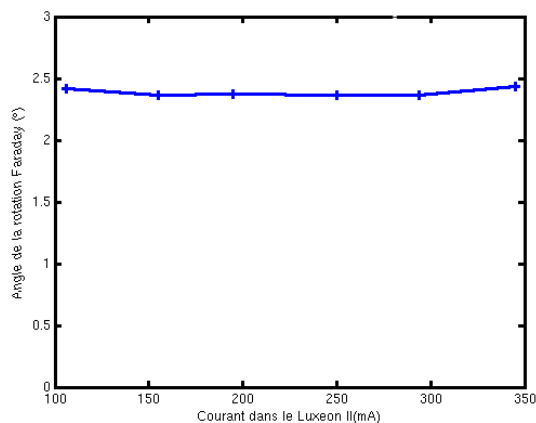


FIG. 2.30 – Influence de l'intensité d'éclairage sur l'effet Faraday.

à l'aimantation dans le film IMO.

La figure 2.31 donne des cycles d'aimantation mesurés pour les quatre films IMO obtenus en régime quasi-statique (i.e pour des variations très lentes du courant dans le solénoïde et du champ magnétique dans les films IMO). Les films IMO présentent une zone linéaire dans la gamme $\pm 3000 \text{ A.m}^{-1}$ avec des pentes différentes pour chaque film. Cette zone de linéarité est suffisante dans le cadre d'une application au contrôle de joints rivetés où les réponses en champ normal se situent en moyenne autour de 150 A.m^{-1} . La saturation est atteinte à environ $\pm 6000 \text{ A.m}^{-1}$. On remarque que plus la pente est élevée (*i.e.*, plus la rotation Faraday est importante pour un champ magnétique donné), plus la valeur d'aimantation de saturation l'est aussi.

De plus, on peut noter qu'aux retours des cycles d'aimantation (le sens de parcours du cycle est indiqué par des flèches sur la figure 2.31-a), une non-linéarité très particulière déjà constatée pour ce type de matériau [Dec03] apparaît. Cette non-linéarité est vraisemblablement due au relâchement brusque des domaines magnétiques après la saturation.

Le film IMO 2, qui offre la plus grande plage de linéarité et sera utilisé par la suite dans le prototype de laboratoire.

2.4 Réglage de la caméra CCD

L'acquisition des images de l'ICF est faite grâce à une caméra CCD d'instrumentation de marque *Silicon Imaging* et de type *SI-1280F-M-U⁵*, de résolution 12 bits. Un certain nombre de paramètres influent sur la qualité des images obtenues, qu'ils soient intrinsèques à la caméra, comme le temps d'obturation, ou extrinsèques, comme le réglage du faisceau lumineux. Dans un premier temps, nous étudierons certains **paramètres intrinsèques** de la caméra dont le réglage permettra d'optimiser la dynamique de mesure. Puis nous discuterons de la faisabilité technique de l'acquisition hétérodyne.

⁵<http://www.siliconimaging.com/>

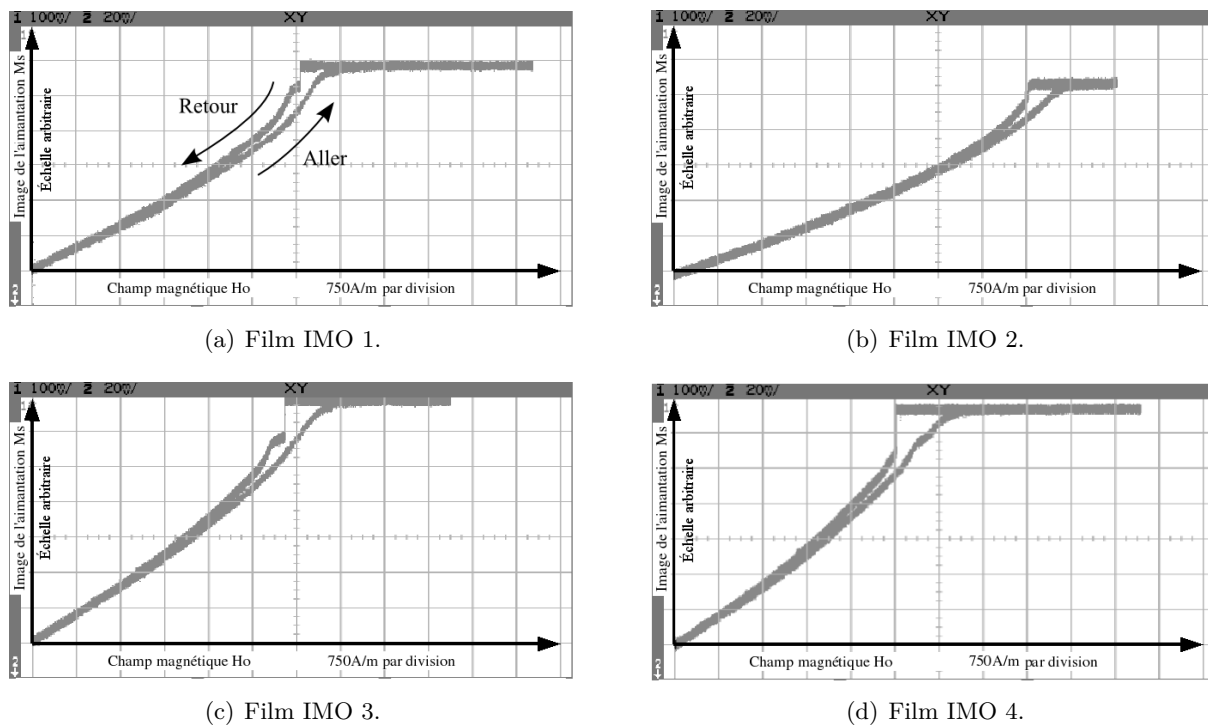


FIG. 2.31 – Cycles d'aimantation des quatre Film IMO uniaxiaux linéaires.

2.4.1 Réglage de l'exposition

2.4.1.1 Influence du paramètre d'exposition

L'exposition de la caméra, déjà évoquée à la section 2.1 de ce chapitre, est un paramètre important car il est l'un de ceux qui conditionnent la quantité de lumière reçue par la caméra, et par voie de conséquence la qualité des images. Il est donc fondamental de régler convenablement ce paramètre.

Dans notre cas, l'exposition dépend de :

- **La durée d'exposition de la caméra** (en ms) : paramètre réglable intrinsèque à la caméra. Plus ce temps est long, plus l'obturateur est ouvert longtemps et plus la quantité de photons reçus par le capteur CCD est grande. Malheureusement, plus l'obturation est longue, moins l'on transfère d'images par unité de temps. La durée d'exposition maximum de la caméra utilisée est de 70 ms.
- **L'intensité lumineuse** : dépend de la puissance du faisceau lumineux. Avec un faisceau lumineux puissant, il est possible de réduire le temps d'exposition et donc de gagner en temps d'acquisition.
- **Le rapport cyclique** des flashes de stroboscopie (Sec. 2.1.3 page 35) intervient dans l'utilisation de l'acquisition homodyne. Plus le rapport cyclique est élevé, plus l'image est éclairée longtemps ; donc plus le capteur reçoit de lumière. Malheureusement, si la durée des flashes est trop longue, une image obtenue ne correspond plus à un instant précis, mais à l'intégration du signal sur la durée de flashes : l'échantillonnage n'est plus valide ; si les flashes se recouvrent, les images acquises ne sont plus indépendantes vis-à-vis de la détection synchrone : il y a redondance d'information dans le résultat avant la détection.
- **Le gain analogique** : un amplificateur analogique est placé entre le capteur CCD et le

convertisseur analogique-numérique. Cette amplification produit une augmentation artificielle de la quantité de lumière perçue mais augmente de manière très significative le bruit.

2.4.1.2 Influence du rapport cyclique de l'éclairage

Intéressons-nous maintenant à l'influence du rapport cyclique sur le rapport signal à bruit des images. Ce RSB est calculé à partir de la mesure d'un rivet sain de diamètre 6 mm pour des acquisitions à 1 kHz. Les réglages de l'appareil pour ces mesures sont les suivants :

- Nombre d'images par période $P_r = 10$
- Nombre d'images par phase $P_h = 10$
- Durée d'exposition de la caméra = 70 ms (maximum)
- Gain fixe
- Rapport cycle variable

Le RSB d'une signature de rivet est évalué grâce à la formule :

$$RSB = 20 \log\left(\frac{\hat{S}}{\sigma_B}\right) \quad (2.24)$$

où \hat{S} est l'amplitude du module de l'image complexe de la signature CF d'un rivet sain et σ_B l'écart type du bruit défini par [Ra08] :

$$\sigma_B = \sqrt{\sigma_{\text{Bréel}}^2 + \sigma_{\text{Bimag}}^2} \quad (2.25)$$

où $\sigma_{\text{Bréel}}$ et σ_{Bimag} sont respectivement les écart-types du bruit de la partie réelle et de la partie imaginaire du signal, calculés dans une zone donnée (Fig. 2.34-a). Ces zones de bruit sont choisies de manière à ce que les effets de bords de l'inducteur n'influent pas ou très peu sur le calcul du RSB.

Des acquisitions d'images sur un rivet sain ont été faites avec un rapport cyclique compris dans l'intervalle $5\% \leq \delta \leq 28\%$. À titre d'exemple, deux images de rivets sont présentées pour $\delta = 5\%$ et $\delta = 25\%$ à la figure 2.34. Par ailleurs, l'évolution du RSB en fonction du rapport cyclique est présentée à la figure 2.34-b. Le RSB est croissant en fonction de l'augmentation de l'exposition jusqu'à 36 dB (phénomène de saturation vers $\delta = 17\%$), et décroît ensuite à partir de $\delta = 25\%$, vraisemblablement à cause de la surexposition de la caméra. Il apparaît une zone optimale de RSB pour $\delta = 17\%$. Or, un rapport cyclique de 20% donne un échantillonnage de basse qualité (les instants d'échantillonnage ne peuvent plus du tout être considérés comme « ponctuels », comme le montre le schéma de la figure 2.32). Tout en diminuant ce rapport cyclique pour améliorer la qualité de l'échantillonnage il faudrait augmenter la puissance du faisceau lumineux (l'augmentation de l'exposition de la caméra n'est pas possible car déjà au maximum). Un réglage qui donne un compromis satisfaisant consiste à prendre $\delta = 10\%$ qui conduit dans les conditions de cette étude à un RSB de 34 dB, soit à 5% de moins que le RSB maximum (36 dB).

2.4.1.3 Influence du gain analogique de la caméra

Le réglage du gain analogique de la caméra peut également servir à augmenter la dynamique de mesure, au risque cependant d'augmenter le bruit. Pour valider cet aspect, nous mettons en œuvre des mesures réalisées dans les mêmes conditions que précédemment, avec en outre :

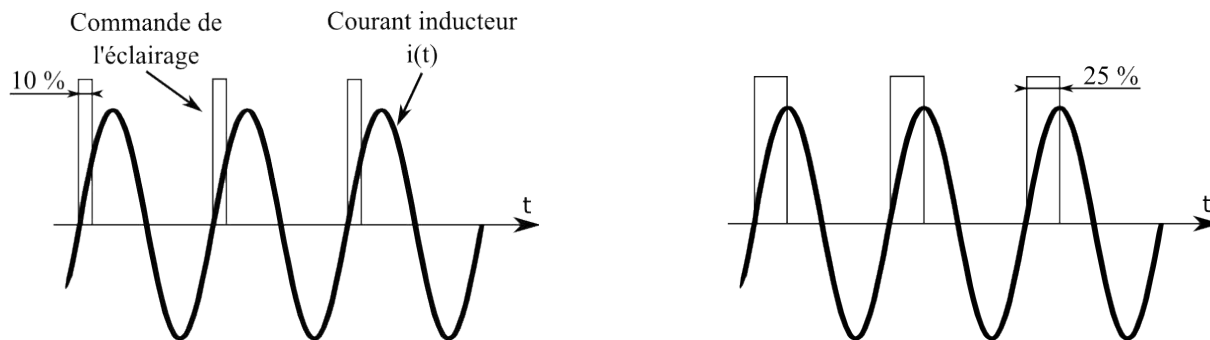


FIG. 2.32 – Représentation de l'échantillonnage homodyne pour $\delta = 5\%$ et $\delta = 25\%$.

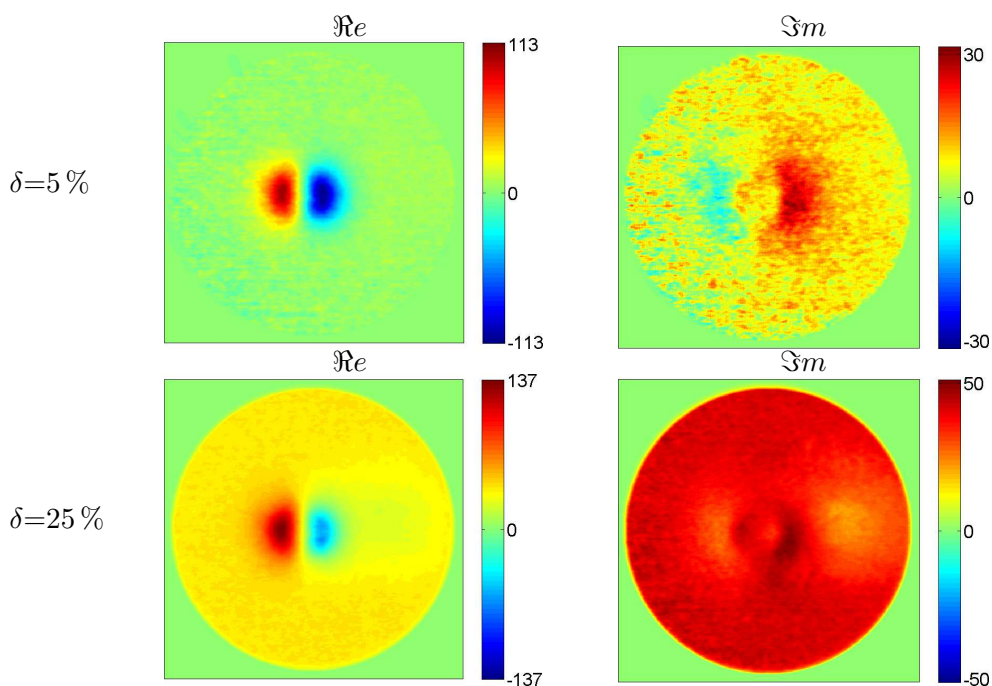
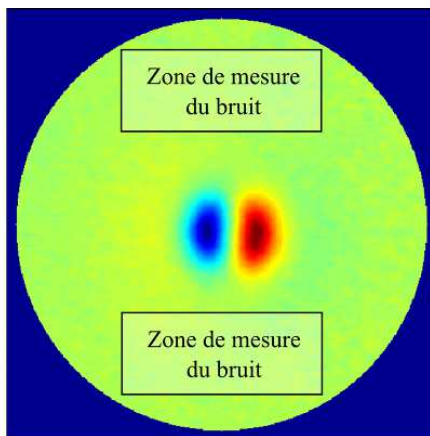


FIG. 2.33 – Images obtenues pour deux valeurs du rapport cyclique (5% et 25%). Les échelles sont en A/m.

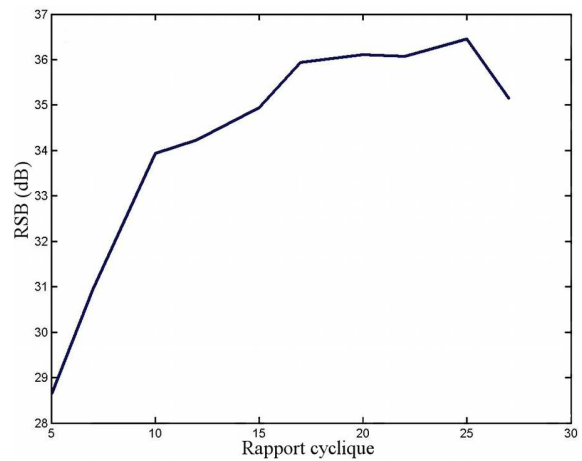
- un rapport cyclique $\delta = 10\%$,
- un gain variable.

Les calculs des RSB ont été faits comme précédemment en se basant sur 5 acquisitions moyennées, et sont présentés à la figure 2.35. Les variations locales discontinues du RSB s'expliquent par les niveaux discrets de gain de la caméra et certainement par des circuits d'amplification différents qui ont chacun leur bruit propre. Le RSB décroît à mesure que le gain augmente, mais cette variation reste limitée à 1,2 dB.

L'augmentation du gain permet d'exposer moins longtemps la caméra et donc de diminuer les durées d'acquisition au prix d'une faible diminution du RSB.



(a) Zone de mesure du bruit.



(b) Rapport signal à bruit en fonction du rapport cycle.

FIG. 2.34 – Rapport signal à bruit d’acquisition en fonction du rapport cyclique.

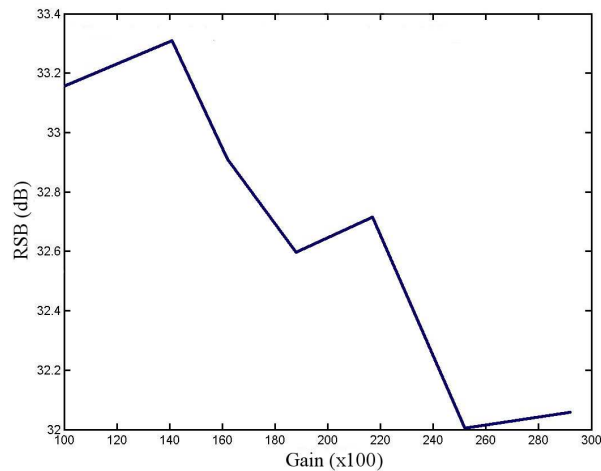


FIG. 2.35 – Rapport signal à bruit en fonction du gain analogique de la caméra.

2.4.2 Faisabilité de l’acquisition hétérodyne

Une alternative à l’acquisition homodyne consiste en la méthode hétérodyne pour laquelle la fréquence des flashes f_f serait décalée par rapport à la fréquence des courants inducteurs f_i . Cette différence permettrait aux flashes de balayer le signal d’excitation (Fig. 2.36) et de créer un battement en fréquence $|f_f - f_i|$ compatible avec les fréquences d’acquisition directe de la caméra. Il s’agirait ensuite d’acquérir une séquence vidéo complète (sur une ou plusieurs périodes) afin de faire la mesure de l’image du champ magnétique.

Toutefois, cette méthode nécessite de maîtriser parfaitement les paramètres temporels liés à la caméra, ce qui nécessite de la synchroniser au moyen d’un signal extérieur car elle ne permet pas, du fait de sa conception et des caractéristiques du bus USB, de délivrer un flot d’images régulièrement espacées dans le temps.

Mais alors que le temps d’exposition de la caméra est constant et fixé grâce aux paramètres du programme, le transfert des données via le bus USB vers le PC est, lui, totalement aléatoire,

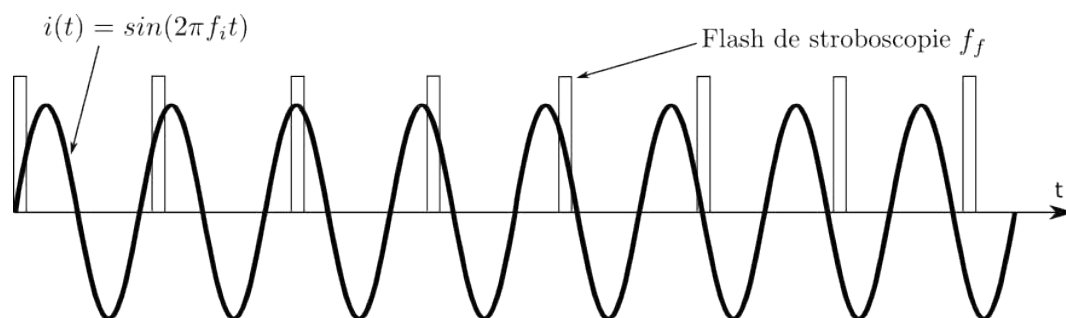


FIG. 2.36 – Représentation des flashes de stroboscopie par rapport à la sinusoïde d'excitation $i(t)$ dans le cas de l'acquisition hétérodyne, décalée d'un déphasage φ évoluant automatiquement.

du fait de la conception du bus. En effet, le bus n'a qu'une faible priorité dans le partage de ressources informatiques (bande passante) et le dialogue avec un périphérique est difficilement prévisible. On obtient donc, même en absence d'autres périphériques USB, des temps (d'acquisition + transfert) variant de 92 ms à 130 ms pour une exposition de 70 ms. Il ne faut toutefois pas confondre la vitesse du bus (480Mbit/s), largement supérieure à nos besoins, avec les délais de transmission.

Pour synchroniser la caméra sur un déclenchement externe il faut prévoir, entre deux ordres de déclenchement, le plus grand temps estimé nécessaire (acquisition + transfert). On ne bénéficie donc plus de la souplesse de la méthode homodyne qui s'adapte à la vitesse à de la caméra. Ainsi, par exemple, pour un temps d'exposition de 70 ms, là où la méthode homodyne réalise les 100 acquisitions (10×10) en 10 s (acquisition + transfert + pré-traitement), il faudrait au moins $100 \times 130 \text{ ms} = 13 \text{ s}$ pour faire l'acquisition avec la méthode hétérodyne.

Cette méthode permet seulement d'épargner le temps de configuration du générateur basses fréquences, qui de toute façon est négligeable.

En conclusion, dans les conditions et avec le matériel actuels, il n'est pas utile de mettre la méthode hétérodyne en œuvre, à cause des problèmes de synchronisation et de délai du bus USB. Pour pouvoir tirer parti de cette méthode, il faudrait utiliser une caméra avec un bus spécialisé tel que le bus *CameraLink*, dans lesquels les délais de communication sont maîtrisés.

2.5 Assemblage du prototype intégré de laboratoire

L'assemblage du prototype intégré a été réalisé par Jean Pinassaud en 2005 en utilisant les résultats de dimensionnement et de caractérisation de ce chapitre (Fig. 2.2 et 2.3). Nous pouvons alors résumer quelques caractéristiques de l'ICF ainsi assemblé :

- utilisation d'un inducteur en U ouvert et bobiné sur les barreaux :
- longueur : 125 mm,
- largeur : 125 mm,
- hauteur : 50 mm,
- efficacité (à 1 kHz) : $1,3 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}$,
- non-uniformité moyenne pondérée des courants de Foucault (à 1 kHz) : 15 %,
- dynamique résiduelle moyenne pondérée du champ magnétique normal (à 1 kHz) : 1 %,
- longueur d'onde du faisceau lumineux : $\lambda = 560 \text{ nm}$,

- rapport cyclique des flashes de stroboscopie : $\delta = 10\%$,
- plage de linéarité du film IMO (n°2) : 6000 A.m^{-1} .

Ce prototype intégré de laboratoire nécessite maintenant des étapes de calibration qui sont réalisées dans les sections suivantes.

2.6 Calibration du prototype d'ICF intégré

Nous allons dans cette section réaliser la calibration de l'ICF intégré de laboratoire, dont les caractéristiques sont résumées dans la section précédente. Ces étapes de calibration consistent en différents tests qui vont servir à :

- la calibration en champ magnétique, puisque les images fournies sont graduées en échelle arbitraire de niveau mesuré par la caméra,
- la détermination de la résolution spatiale des images, qui dépend du réglage des composants optiques,
- la détermination de l'uniformité réelle en champ magnétique des images mesurées.

Une fois ces calibrations réalisées, nous pourrons nous consacrer à la caractérisation en termes de rapport signal à bruit des images fournies par l'ICF.

2.6.1 Calibration de l'ICF en amplitude de champ magnétique

Les images obtenues avec l'ICF sont graduées en échelle arbitraire et une étape de calibration en amplitude est nécessaire. Nous cherchons à calibrer l'ICF en amplitude afin de corrélérer l'échelle arbitraire fournie par la caméra avec une échelle en champ magnétique. De plus, nous allons étudier l'influence de la température sur la dérive de la mesure en champ magnétique.

Pour ce faire, au lieu d'utiliser l'inducteur de l'ICF nous avons utilisé une référence de champ magnétique (bobine) dont les spires ont été bobinées avec précision. Cette bobine à air contient 12 spires radiales et 22 spires longitudinales. Un programme Matlab a été spécifiquement écrit pour calculer précisément le champ magnétique généré *au niveau du* film IMO lors des mesures, soit à une hauteur de 4,5 mm par rapport au centre de la bobine (Fig. 2.37). Le champ magnétique sur l'axe vertical de la bobine au niveau du film IMO est de $H_z = 750 \text{ A.m}^{-1}$ pour un courant inducteur de 100 mA et la valeur maximale $H_z = 6000 \text{ A.m}^{-1}$ pour un courant de 800 mA dans la bobine. Cette valeur de champ magnétique normal permet d'approcher la limite de linéarité du film le plus performant, celui qui est utilisé dans ce prototype d'ICF de laboratoire.

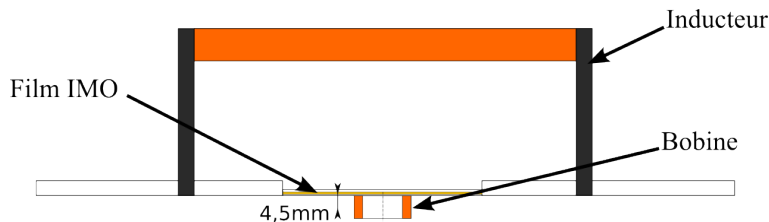


FIG. 2.37 – Placement de la bobine de calibration sous le film IMO. L'inducteur est représenté sur cette figure, mais n'est pas utilisé lorsque la bobine de calibration est alimentée.

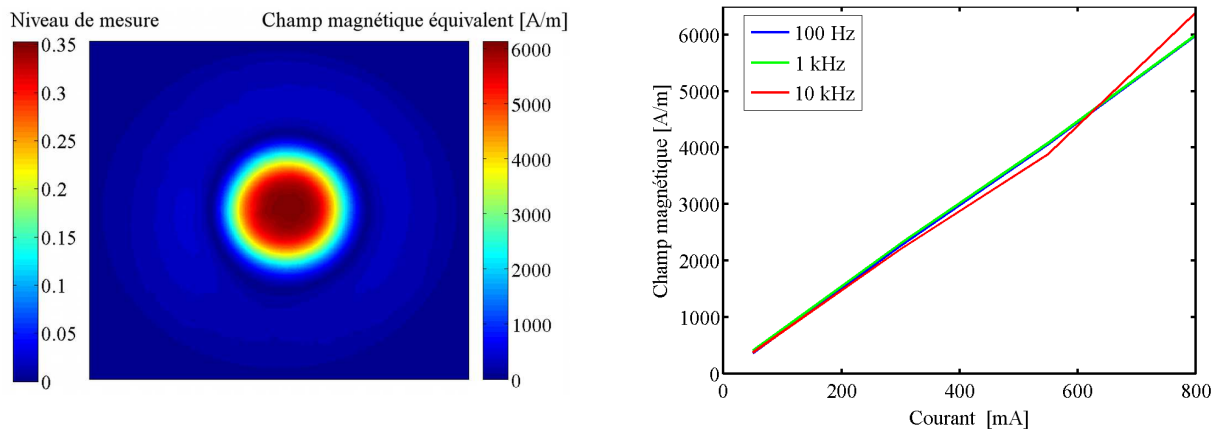
2.6.1.1 Température ambiante $T = 25^\circ\text{C}$

Dans un premier temps, nous n'avons pas considéré l'influence de la température et nous nous sommes placés à une température ambiante $T = 25^\circ\text{C}$ (vérifiée a posteriori).

Grâce à ces mesures de calibration (Fig 2.38), nous pouvons corrélérer l'échelle arbitraire fournie par l'ICF à une échelle en champ magnétique, et en déduire le facteur multiplicateur $A = 1,74 \cdot 10^4 \text{A.m}^{-1}$ permettant de faire la conversion en champ magnétique :

$$H_{\text{mesuré}} = A \times \text{Niveau de mesure} \quad (2.26)$$

Nous vérifions dans un même temps la linéarité des mesures en faisant varier l'amplitude du courant.



(a) Valeur absolue de la mesure du champ magnétique normal de la référence à 1kHz pour une amplitude du courant inducteur $I=800 \text{ mA}$.

(b) Linéarité de la mesure pour 3 fréquences, et pour un champ magnétique mesuré allant de 375 A.m^{-1} à 6000 A.m^{-1}

FIG. 2.38 – Calibration de l'ICF au moyen d'une référence de champ magnétique.

La dynamique D de mesure peut être évaluée en mesurant le bruit à vide ($2,5 \text{ A.m}^{-1}$) et l'amplitude maximum mesurée (6000 A.m^{-1}), ce qui conduit à la valeur :

$$D = 67 \text{ dB} \quad (2.27)$$

2.6.1.2 Influence de la température sur l'amplitude

Les films IMO étant sensibles à la température, il est nécessaire d'étudier l'influence de ce paramètre sur les mesures et principalement sur l'amplitude. La caractérisation des effets de la température sur le film IMO consiste à souffler de l'air chaud dans son voisinage (Fig. 2.39) et à mesurer les variations d'amplitude en sortie de l'ICF.

La figure 2.40 donne les amplitudes du champ mesuré au centre de la bobine de calibration, pour 3 températures différentes et à 1 kHz. La courbe en pointillés T_{amb} représente la mesure précédente réalisée à température ambiante : nous voyons qu'elle coïncide avec la mesure à la température $T = 25^\circ\text{C}$.

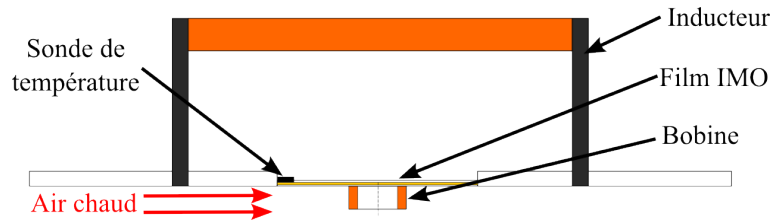
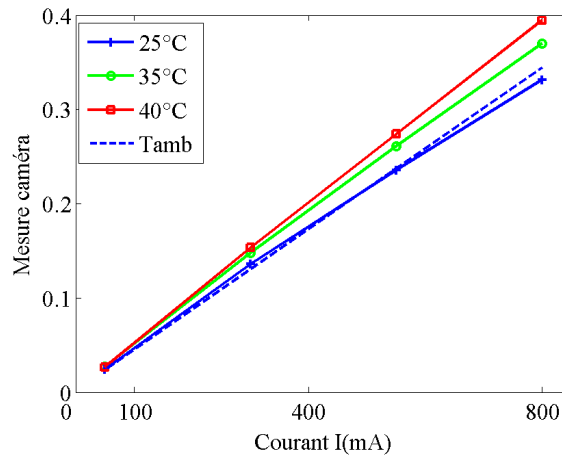


FIG. 2.39 – Schéma de la mesure de la température du film IMO.

FIG. 2.40 – Mesure du champ magnétique de la bobine de calibration à différentes températures. La courbe en pointillés T_{amb} fait référence à la mesure précédente à 25°C.

Nous pouvons déterminer un coefficient de dérive en température $D_{T(^{\circ}C)}$:

$$D_{T(^{\circ}C)} = \frac{\Delta H}{H_{25^{\circ}C} \cdot \Delta T} \quad (2.28)$$

Ce coefficient calculé par un moyennage sur les courbes précédentes vaut 1 %/°C.

Cette étude nous a permis de calibrer l'influence de la température sur la dérive des mesures fournies par l'ICF. Par la suite, toutes les mesures seront réalisées à une température ambiante 25°C⁶.

2.6.2 Résolution spatiale et taille de l'image

La calibration en amplitude étant faite grâce à une référence externe de champ magnétique, nous allons désormais utiliser l'ICF dans son ensemble (avec l'inducteur) et réaliser des mesures sur une maquette de laboratoire (Fig. 2.41). Cette maquette est constituée de plaques en aluminium de conductivité 35 MS.m⁻¹ et comporte des trous représentatifs de rivets sains.

Dorénavant, excepté dans la section consacrée à l'influence du nombre d'images d'acquisition, les mesures seront faites avec un nombre d'images par période et un nombre d'images par phase égales : $P_r = P_h = 10$, et un rapport cyclique des flashes de stroboscopie $\delta = 10\%$.

⁶Dans une version plus évoluée de l'appareil, on peut imaginer l'implantation d'un surveillance automatique de la température (par sonde PT par exemple) et un ajustement automatique de la mesure du champ magnétique.

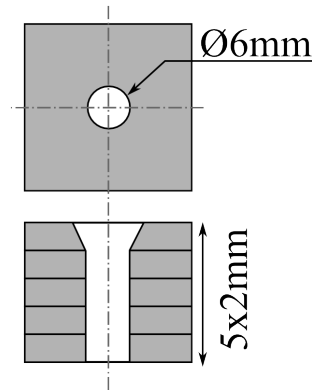
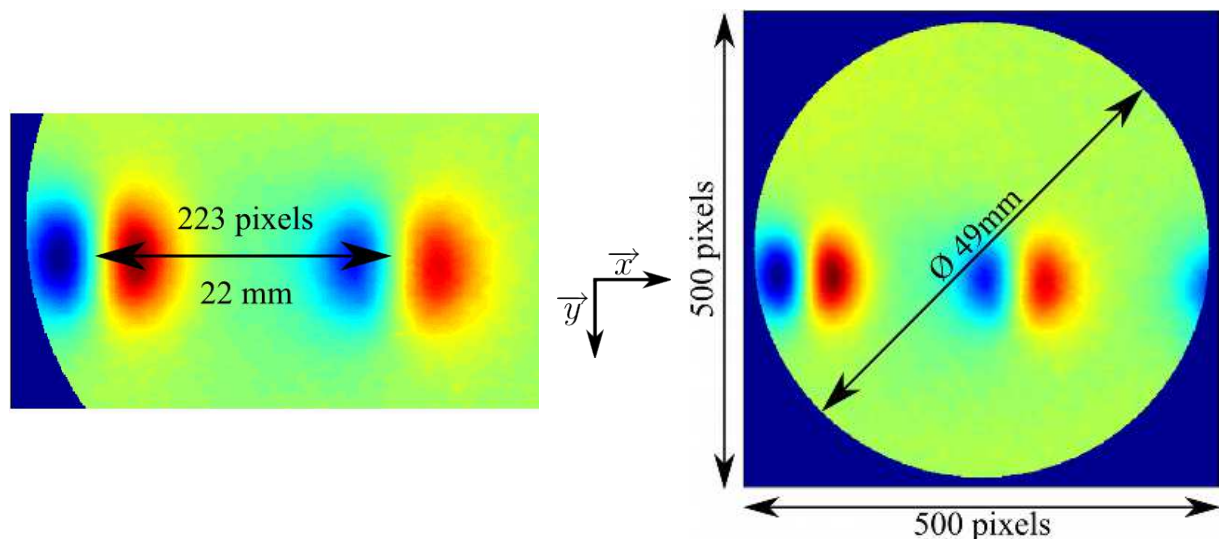


FIG. 2.41 – Représentation d'un rivet sain de la maquette de laboratoire à plaques d'aluminium.

La résolution spatiale de l'ICF, c'est à dire la résolution *finale* des images (à ne pas confondre avec la résolution brute du film IMO), dépend de la résolution de base de la caméra et des composants optiques. Elle peut être déterminée en faisant une mesure sur deux rivets sains dont l'espacement est connu et suffisamment faible afin que l'image CF puisse contenir la réponse de ces deux rivets (Fig. 2.42-a). L'espacement du centre des deux réponses en nombre de points N_{pixels} et la distance physique D_{rivet} entre deux rivets permettent de calculer la résolution R suivant l'axe \vec{x} (la résolution suivant l'axe \vec{y} est identique) :

$$R = \frac{D_{\text{rivet}}}{N_{\text{pixels}}} = 100 \mu\text{m} \quad (2.29)$$

Cette résolution du système global est bien moins fine que la résolution du film IMO lui-même (c'est à dire de la taille des domaines magnétiques) qui est de $15 \mu\text{m}$, mais elle est suffisante pour l'analyse de phénomènes électromagnétiques macroscopiques dont les variations spatiales sont de l'ordre de quelques millimètres.



(a) Distance entre deux signatures 2D de rivets permettant de déterminer la résolution spatiale.

(b) Diamètre utile d'une image.

FIG. 2.42 – Détermination des paramètres spatiaux des images.

La résolution spatiale de l'image nous permet d'apprécier le diamètre utile d'une image mesurée (Fig. 2.42-b) qui est de 49 mm et qui est inférieure à la taille du film (76 mm). Cette

limitation actuelle est due à la taille de la lentille de convergence du faisceau lumineux du prototype de laboratoire ainsi qu'au système de maintien du film.

La détermination de la résolution de l'image étant faite, nous allons maintenant nous consacrer à la détermination de l'uniformité de l'image CF.

2.6.3 Uniformité de la mesure dans la surface active

Dans cette section, nous allons étudier l'uniformité de la mesure sur toute la zone utile du film IMO, ce qui peut se faire en étudiant la réponse d'un rivet sain positionné tour à tour dans différentes zones. Cette mesure intègre les défauts d'uniformité qui peuvent provenir à la fois de l'inducteur, du mauvais réglage de la tête magnéto-optique ainsi que la non-uniformité du faisceau lumineux.

Les mesures d'uniformité ont été faites dans 5 zones de l'espace de mesure : « centre », « droite », « gauche », « haut » et « bas ». Elles ont été faites à trois fréquences différentes : 250Hz, 1kHz et 5kHz. Leurs résultats sont représentées sur les figures 2.43-a-b-c sous la forme du module des images CF obtenues.

Le calcul du vignettage pour ces mesures a été fait conformément à l'expression suivante :

$$\text{Vignettage} = 100 \cdot \frac{H_{\text{rivet latéral}} - H_{\text{rivet centre}}}{H_{\text{rivet centre}}} \quad (2.30)$$

où $H_{\text{rivet centre}}$ est l'amplitude de la signature du rivet sain situé au centre, et $H_{\text{rivet latéral}}$ l'amplitude maximum des signatures des rivets sains sur les 4 positions latérales. Les résultats des calculs donnent un vignettage variant de 5% à 20% pour les 3 fréquences considérées, avec un écart moyen de 5% par rapport au centre. Ce vignettage est un peu plus élevé que les valeurs de non-uniformité trouvées lors des recherches des dimensions optimales de l'inducteur (15%). Ceci est dû à deux facteurs principaux :

- la non-uniformité de la source lumineuse, assimilable à une gaussienne très étalée,
- le décentrage de la mesure par rapport à l'inducteur. En effet, la source lumineuse éclaire une partie du film IMO de façon excentrée à cause d'un problème de montage initial du système d'éclairage et de la lentille.

Dans la suite de l'étude, nous veillerons à centrer correctement les rivets à inspecter par rapport à la zone de mesure afin que ce vignettage influe le moins possible sur la disparité des mesures.

2.7 Rapport signal à bruit pour une signature de rivet

La calibration de l'ICF étant réalisée, nous allons maintenant nous consacrer à l'étude du rapport signal à bruit (RSB) des images sur des mesures de rivets sains centrée spatialement dans la zone de mesure utile.

Le RSB, défini à la page 63 par les équations 63 et 63, va être évalué en fonction de diverses paramètres qui influent sur la mesure, que ce soit des paramètres de réglage ou des facteurs externes :

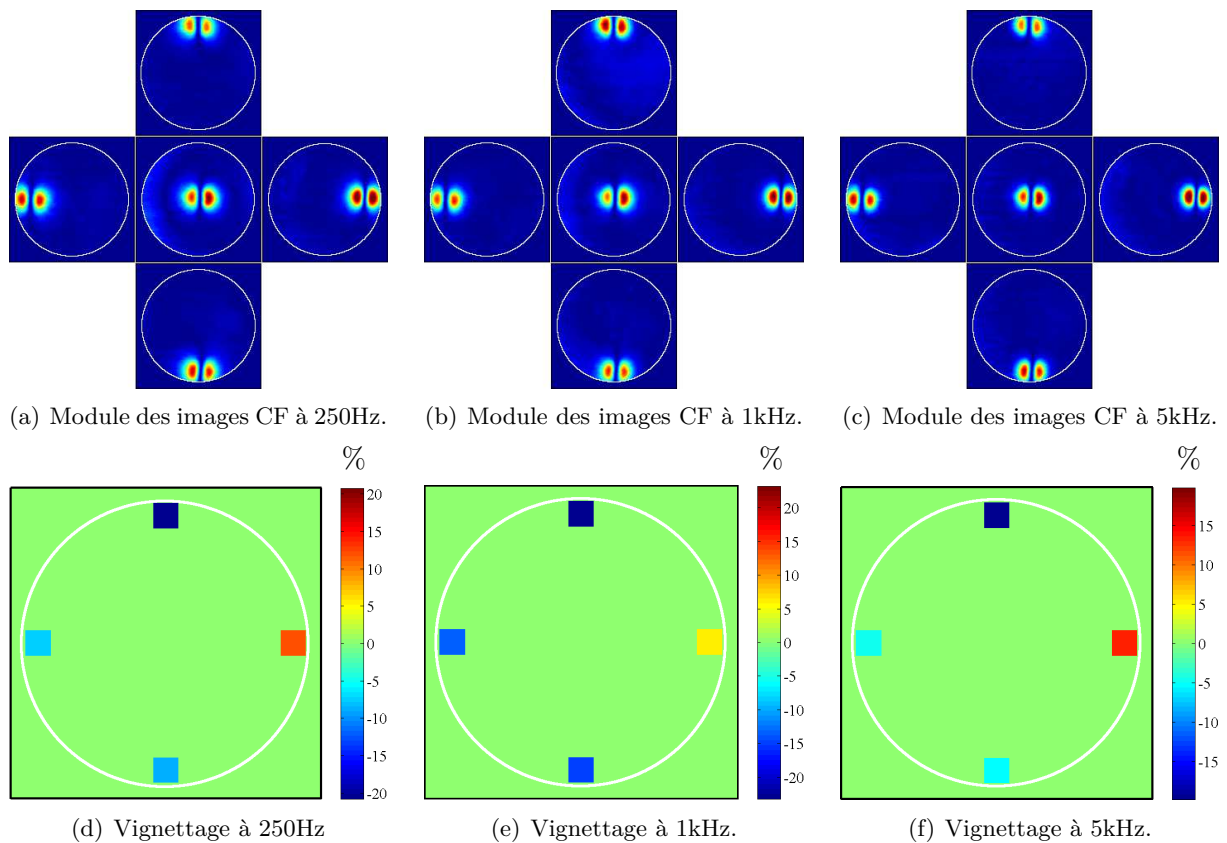


FIG. 2.43 – Représentation de l'uniformité globale avec les mesures d'un rivet sain. Les sous-figures (a),(b) et (c) donnent l'amplitude des mesure agencées suivant la position du rivet sain dans la zone de mesure. Les sous-figures (d) (e) et (f) correspondent à la représentation du vignettage relatif correspondant.

- RSB en fonction de la fréquence
- RSB en fonction de l'effet de bord de l'inducteur
- RSB en fonction du nombre d'images d'acquisition (qui influent aussi sur le temps de mesure)
- RSB en fonction du décollement et de l'angle d'inclinaison de l'appareil par rapport à la cible.

Grâce à cette étude, nous en déduisons les paramètres expérimentaux qui conduisent à la meilleure utilisation possible de l'ICF en termes de RSB et de durée d'acquisition.

2.7.1 Effet du bruit d'acquisition seul en fonction de la fréquence d'excitation

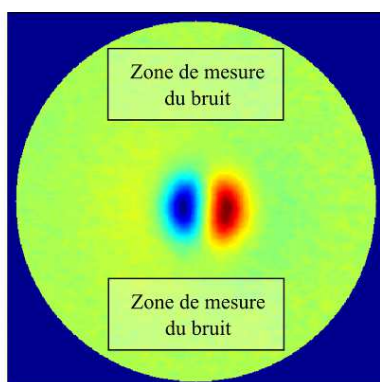
La fréquence d'acquisition a une influence sur l'amplitude des mesures. En effet, la répartition des courants de Foucault dans la structure inspectée dépend directement de la fréquence. De plus, l'alimentation linéaire utilisée est limitée en courant : elle peut fournir jusqu'à 2kHz un courant d'amplitude maximum de 2 A, mais cette amplitude n'est plus que de 0,5 A à partir de 4 kHz.

Le RSB peut se calculer à partir des équations 2.24 et 2.25, il faut pour cela quantifier le bruit, ce que nous avons fait en considérant les zones de mesure encadrées de la figure 2.34-a. Ces

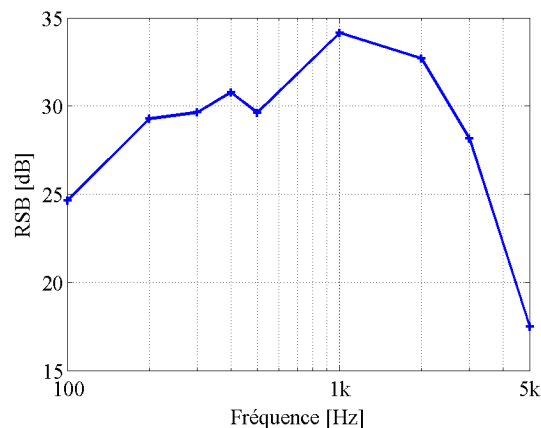
zones de mesure sont choisies afin que les effets du bord de l'inducteur influent le moins possible sur le calcul. Les effets de bord font l'objet d'une étude à la section suivante.

Nous allons procéder à un balayage en fréquences de 100 Hz à 5 kHz afin de couvrir une plage représentative des fréquences d'utilisation de l'ICF.

Dans la pratique, les écart-types s'élèvent à $\sigma_{Bréel} = \sigma_{Bimag} = 1,8 \text{ A.m}^{-1}$ et $\sigma_B = 2,5 \text{ A.m}^{-1}$ pour une mesure de rivet à 1 kHz.



(a) Partie réelle d'une mesure de rivet sain de diamètre 6 mm, à 1 kHz. Les zones encadrées représentent les zones de calcul du bruit d'acquisition



(b) Rapport signal à bruit en fonction de la fréquence pour des mesures sur un rivet sain.

FIG. 2.44 – Zone de mesure du bruit et rapport signal à bruit en fonction de la fréquence

On peut constater sur la figure 2.44-b que le RSB est croissant en fonction de la fréquence jusqu'à environ 1 kHz, vraisemblablement dû à la répartition des courants de Foucault qui est modifiée en fonction de la fréquence, et des caractéristiques de l'inducteur qui s'améliorent à mesure que la fréquence augmente. À partir de 2 kHz, les courants inducteurs diminuent (limitation de l'alimentation). Le maximum de RSB atteint est alors environ de 35 dB sur une mesure de rivet sain.

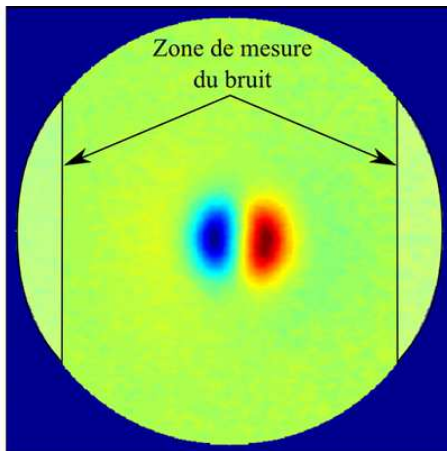
L'échelle de la figure 2.44-a n'est pas explicitée pour éviter de surcharger la figure, on peut cependant préciser que l'amplitude mesurée pour un rivet sain à 1 kHz est de l'ordre de 150 A.m^{-1} , ce qui nous place largement dans la zone linéaire du film utilisé qui s'étend jusqu'à 6000 A.m^{-1} .

2.7.2 Effets de bord de l'inducteur

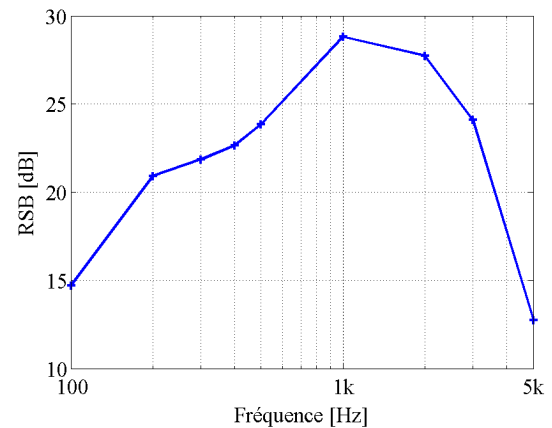
Les dimensions de l'inducteur résultent d'un compromis que nous avons fait entre l'efficacité (Eq. 2.18), l'uniformité des CF (Eq. 2.19) et le champ magnétique normal résiduel (Eq. 2.20). Ces dimensions finies sont responsables des effets de bord de l'inducteur sur les mesures faites à l'aide du film IMO. Pour quantifier ces effets, nous avons défini des zones indiquées à la figure 2.45-a, que nous appellerons par abus de langage « zones de bruit » bien qu'il ne s'agisse pas à proprement parlé de bruit aléatoire mais plutôt de perturbations déterministes.

Afin de quantifier l'influence des effets de bord sur la qualité de la mesure, nous utilisons la même définition du RSB que précédemment. Les calculs effectués conduisent aux résultats de la

figure 2.45-b.



(a) Zone de mesure du bruit pour l'effet de bord.



(b) RSB de l'effet de bord.

FIG. 2.45 – Influence de l'effet de bord de l'inducteur sur le rapport signal à bruit.

On constate qu'en deçà de 2 kHz, le RSB augmente plus rapidement que le RSB mesuré au centre de l'image : nous observons ici l'uniformité en champ magnétique normal qui s'améliore lorsque la fréquence augmente. Au delà de 2 kHz comme dans le cas précédent et pour la même raison, le RSB chute. Dans tous les cas, le bruit calculé sur les bords est plus élevé que le bruit au centre, à cause de la non-uniformité du champ magnétique, et le RSB sur les bords est en moyenne de 5 dB inférieur au RSB nominal calculé précédemment.

2.7.3 Nombre d'images d'acquisition

Les paramètres d'acquisition d'images par détection synchrone P_r et P_h conditionnent largement la qualité de l'image et la durée d'acquisition. C'est pourquoi nous devons mener une étude paramétrique portant sur l'influence de P_r et P_h sur la qualité des images. Les plages de variations de ces deux paramètres que nous allons considérer s'étendent de 2 images à 40 images (au delà de 40 images, le bénéfice devient négligeable devant les temps d'acquisition).

Cette caractérisation a été faite à partir de mesures sur un rivet sain de 6 mm de diamètre à 1 kHz.

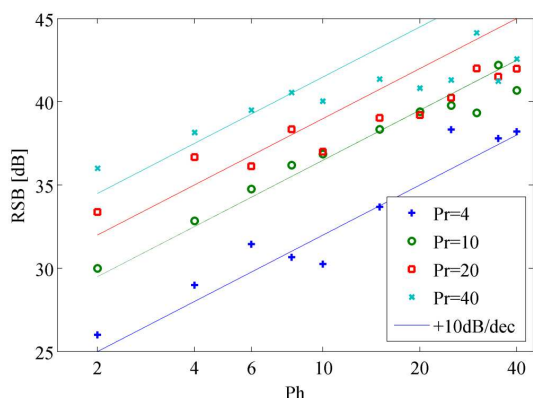
2.7.3.1 Influence sur le RSB

Le RSB calculé pour étudier l'influence du nombre d'images se réfère au bruit calculé dans la zone encadrée sur la figure 2.44-a pour faire abstraction des effets de bords de l'inducteur. Il est représenté sur la figure 2.46 en fonction du nombre d'images P_r et P_h (Sec. 2.1.3.3 page 37).

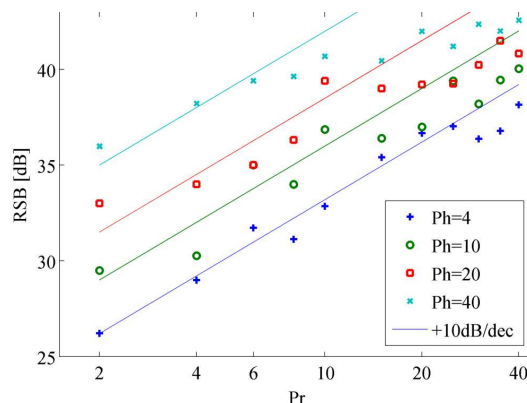
L'effet d'un moyennage avec un nombre d'échantillon n a pour effet une réduction du bruit selon une loi en \sqrt{n} . Ainsi, le RSB devrait croître en +10 dB/décade en fonction du nombre d'images d'acquisition. Sur la représentation en échelle logarithmique du nombre d'image par phase P_h de la figure 2.46-a, nous constatons que le RSB suit effectivement cette loi, du moins pour de faibles valeurs du nombre d'images par période P_r . En revanche, nous constatons que

cette loi est moins respectée pour des valeurs élevées du nombre d'images par période P_r . Les acquisitions étant réalisées à rapport cyclique des flashes de stroboscopie constant, l'augmentation du nombre d'images P_r provoque des recouvrements temporels des fenêtres d'échantillonnage dans le calcul de la détection synchrone, qui provoque la saturation du RSB en fonction du nombre d'images. Ce comportement est aussi identifiable sur la figure 2.46-b sur laquelle est représenté le RSB en fonction du nombre d'image P_r .

Pour des acquisitions faites avec un petit nombre d'images, $P_r < 10$ et $P_h < 20$, le RSB croît jusqu'à 38 dB et il sature ensuite entre 38 dB et 40 dB. Typiquement, pour $P_r = P_h = 10$ le RSB vaut 36 dB. Cette valeur qui est relativement proche du maximum apparaît d'ores et déjà comme un réglage réalisant un compromis acceptable entre le RSB et le nombre d'images accumulées.



(a) RSB en fonction du nombre d'images par phase pour différentes valeurs de P_r .



(b) RSB en fonction du nombre d'images par période pour différentes valeurs de P_h .

FIG. 2.46 – Influence du nombre d'images d'acquisition sur le RSB.

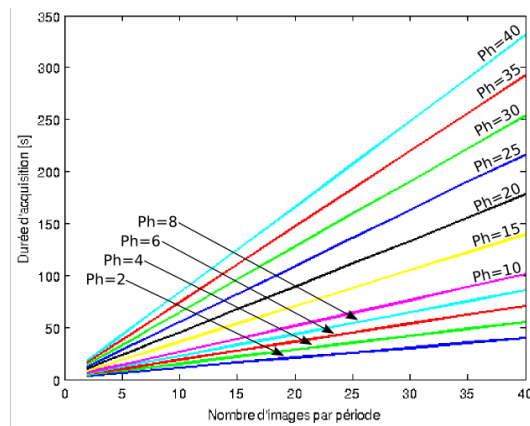
2.7.3.2 Influence sur la durée d'acquisition

Le temps d'acquisition est un critère important dans le choix des paramètres d'acquisition. Nous menons ici une étude des durées d'acquisition en fonction des combinaisons des paramètres P_r et P_h en relevant systématiquement les durées d'acquisitions pour chaque configuration.

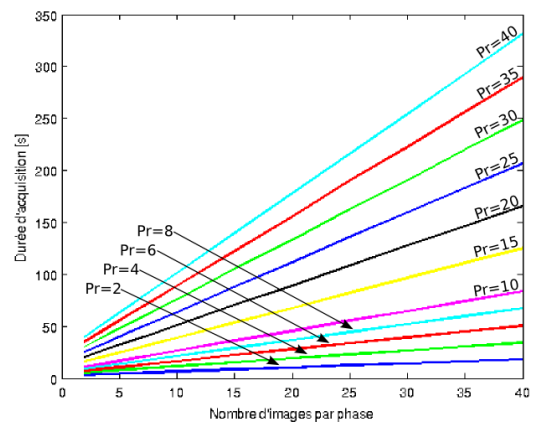
Les mesures de durées ont été faites automatiquement via le logiciel de pilotage de l'ICF. Les durées d'acquisition présentées sur la figure 2.47 ne comprennent pas le temps de réglage des appareils de laboratoire ni d'enregistrement logiciel des images. La durée du réglage des appareils est faible et est en moyenne de 2,6 s (incluant le temps de dialogue par le bus GPIB). La durée d'enregistrement des images sur l'ordinateur est négligeable et inférieure à la milliseconde.

On constate sur la figure 2.47 que l'évolution moyenne des durées d'acquisition est linéaire en fonction du nombre total d'images (produit $P_h P_r$ - Fig. 2.47-c) et s'étend de 4s pour des acquisitions avec $P_r = P_h = 2$ à plus de 300 s pour des acquisitions faites avec $P_r = P_h = 40$. La valeur moyenne du temps d'acquisition d'une seule phase du signal est de 0,28 s.

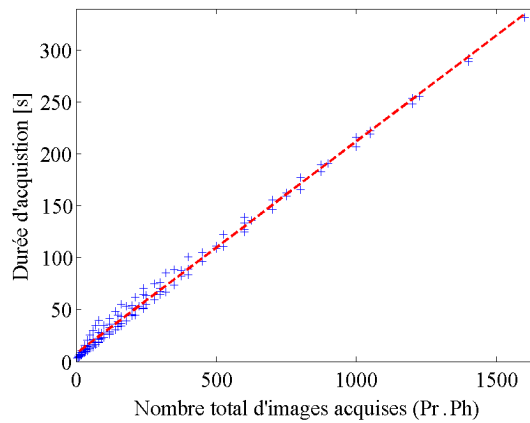
En analysant finement les résultats, on remarque que pour un produit $P_h P_r$ constant les durées d'acquisitions ne sont pas exactement les mêmes suivant la répartition du nombre d'images par période ou par phase. Cela vient du nombre de communications entre le logiciel et l'ICF qui diffère en fonction du nombre d'images. Ainsi, en ce qui concerne le temps d'acquisition,



(a) Durées d'acquisition en fonction du nombre d'image par période (P_r).



(b) Durées d'acquisition en fonction du nombre d'image par phase (P_h).



(c) Durée d'acquisition en fonction du produit $P_h P_r$.

FIG. 2.47 – Durées des acquisitions en fonction du nombre d'images par période et du nombre d'images par phase.

acquérir 100 images avec $P_r = 20$ et $P_h = 5$ diffère légèrement de le faire avec $P_r = 5$ et $P_h = 20$.

2.7.3.3 Synthèse sur le nombre d'images d'acquisition

Les études menées sur le RSB et les durées d'acquisition montrent que ces critères doivent être pris en considération pour choisir les paramètres d'acquisition. C'est pourquoi dans cette section nous tâcherons de prendre en compte les deux critères simultanément pour dégager un compromis intéressant.

Pour ce faire, construisons le graphe de la figure 2.48 qui représente les RSB en fonction de la durée d'acquisition pour trois configurations particulières. Nous avons choisi de représenter sur ce graphe :

- une courbe pour un nombre d'images par période très faible $P_r = 4$ et un nombre d'images par phase balayant toute la plage $2 \leq P_h \leq 40$,
- une courbe pour un nombre d'images par période $P_r = 20$ et un nombre d'images par

- phase balayant toute la plage $2 \leq P_h \leq 40$,
- une courbe pour un nombre d’images par période et un nombre d’image par phase égaux ($P_r = P_h$).

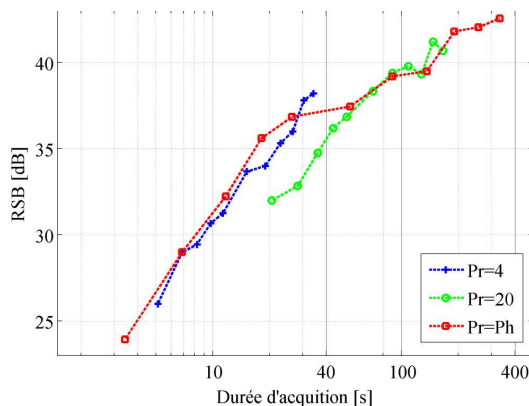


FIG. 2.48 – Rapport signal à bruit en fonction des temps d’acquisition.

Tout en gardant un RSB significatif, on constate que 3 modes d’utilisation peuvent être distingués (Tab. 2.7) :

1. un mode d’acquisition « rapide » qui privilégie une durée d’acquisition rapide,
2. un mode d’acquisition « nominal » qui est un compromis entre le temps d’acquisition et le RSB,
3. et un mode d’acquisition « amélioré » qui privilégie un RSB élevé au détriment du temps d’acquisition.

Dans la suite de cette thèse, nous n’utiliserons plus l’ICF que dans le monde « nominal ».

Mode	P_r	P_h	RSB (dB)	Durée d’acquisition (s)
Nominal	10	10	36	26
Rapide	6	6	32	12
Amélioré	20	25	38	100

TAB. 2.7 – Mode de fonctionnement du prototype intégré.

2.7.4 Influence de paramètres externes

Les paramètres étudiés jusqu’à présent étaient des paramètres « internes » à l’ICF, tels que le réglage du nombre d’image ou la fréquence de mesure. En utilisation « in situ », d’autres paramètres « extérieurs » peuvent influencer sur la qualité des images CF fournies : c’est le cas du décollement ou de l’inclinaison de l’ICF par rapport à la cible inspectée.

2.7.4.1 Influence du décollement

Le décollement est défini par la distance qui sépare l’ICF de la cible à inspecter (Fig. 2.49). En fonctionnement normal, c’est à dire lorsque l’ICF est posé sur la cible, cette distance est égale à l’épaisseur de la couche de protection située sous le film IMO, soit 0,6 mm. En revanche,

en utilisation industrielle, cette distance peut être sujette à variation ce qui influe sur les performances d'imagerie.

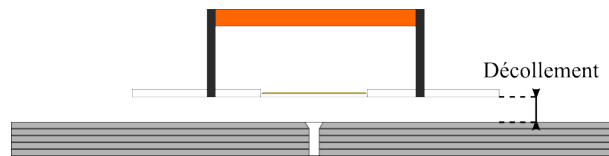


FIG. 2.49 – Représentation volontairement exagérée du décollement entre l'ICF et la cible à inspectée.

Le décollement a deux effets :

- il diminue le couplage entre l'inducteur et la cible et donc l'amplitude et l'uniformité des CF,
- il éloigne le film IMO de la zone à inspecter, donc l'amplitude mesurée est plus faible.

Le RSB calculé par rapport au bruit au centre de la zone de mesure, pour une fréquence des signaux de 1 kHz , pour un décollement d variant dans la plage :

$$0,6 \leq d \leq 5,6 \text{ mm} \quad (2.31)$$

et pour 10 mesures par décollement sont représentés sur la figure 2.50. En fonctionnement nominal, on retrouve un RSB de 35 dB en moyenne. Le RSB diminue fortement en fonction du décollement, avec un comportement plutôt exponentiel sur la plage de mesures étudiée. Ainsi, pour un décollement de 2,6 mm, le RSB vaut en moyenne 25 dB et pour un décollement de 5,6 mm, il vaut 15 dB en moyenne.

L'extrapolation de la courbe de RSB entre 0 et 0,6 mm à été obtenue par une régression exponentielle, elle permet d'estimer le RSB pour un décollement nul, c'est à dire lorsque le film IMO est posé directement sur la cible. Nous obtenons un RSB maximum de 39 dB. Ce RSB extrapolé pourra être approché en pratique dans des versions ultérieures d'ICF en diminuant le décollement nominal (utilisation de matériaux plus fins et plus résistants pour la protection du film IMO).

En définitive, le décollement est très préjudiciable aux mesures et doit être évité afin d'obtenir des images de meilleure qualité possible.

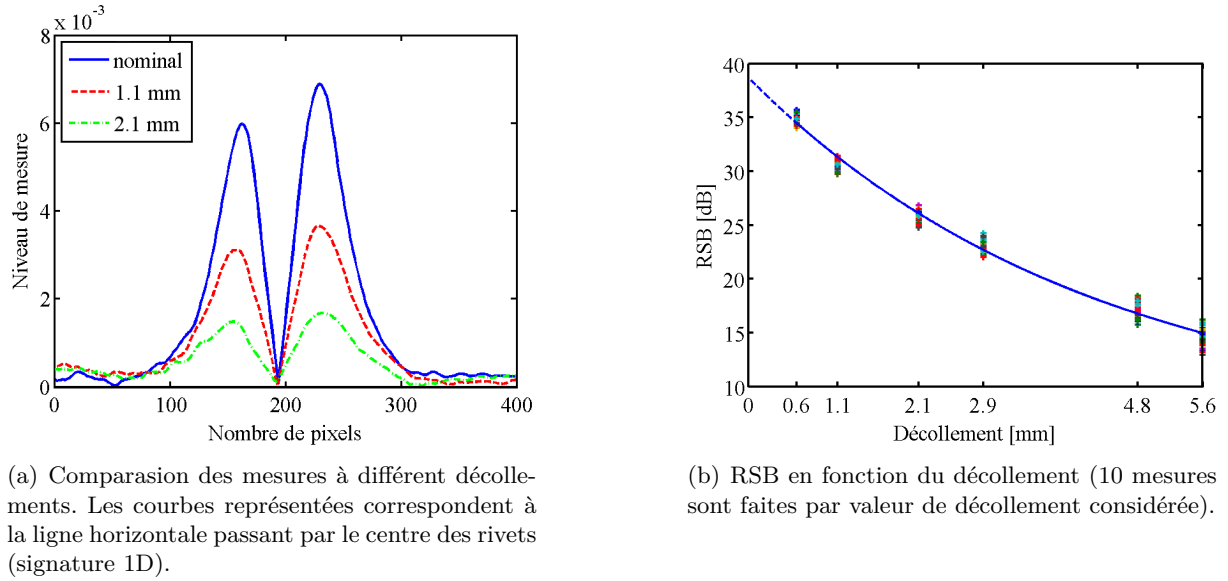


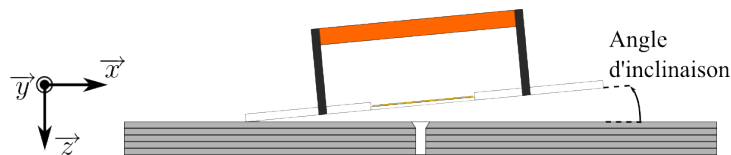
FIG. 2.50 – Influence du décollement sur l'amplitude de mesure et le RSB.

2.7.4.2 Influence de l'angle d'inclinaison

Nous allons ici nous intéresser à l'influence de l'inclinaison de l'ICF, que ce soit dans la longueur (axe \vec{x}) ou dans la profondeur (axe \vec{y}). Les mesures ont été réalisées à 1 kHz sur un rivet sain.

Inclinaison suivant la longueur

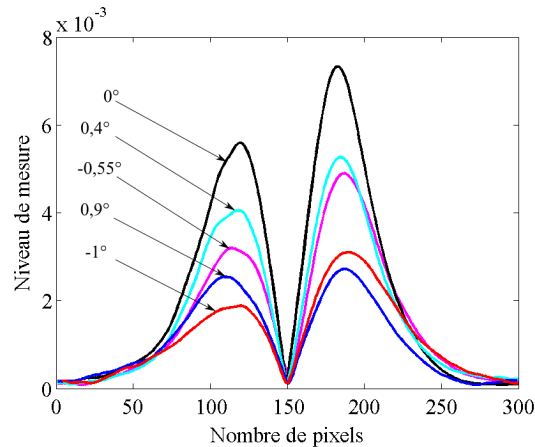
L'inclinaison de l'imageur est ici suivant l'axe \vec{x} comme l'illustre la figure 2.51.

FIG. 2.51 – Inclinaison de l'ICF suivant l'axe \vec{x} (longueur).

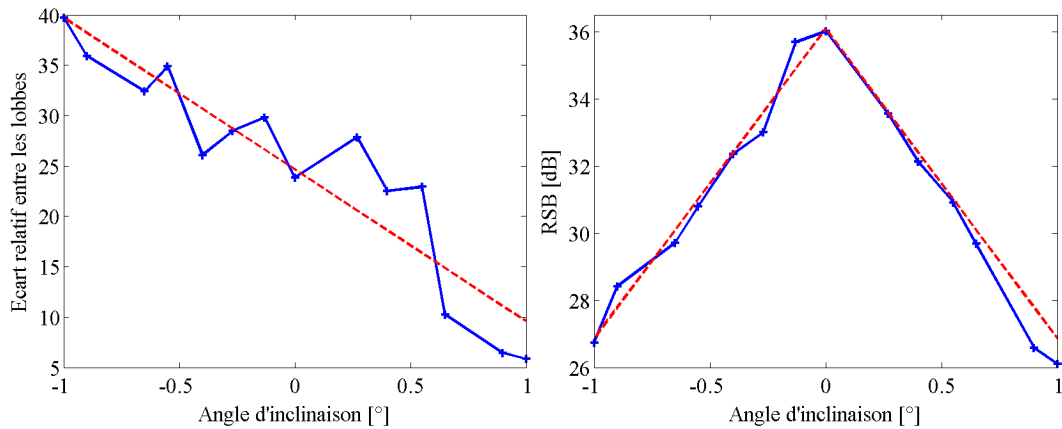
L'inclinaison suivant cet axe a pour effet de dissymétriser globalement l'image, et pour la mesure d'un rivet sain de déséquilibrer les deux lobes de la réponse (Fig. 2.52-a). Le calcul du RSB a été fait en considérant le lobe le plus élevé (Fig. 2.52-c). La différence relative entre les lobes a également été calculée (Fig. 2.52-b).

On remarque immédiatement qu'à angle d'inclinaison nul, les lobes des signaux ne sont pas symétriques vraisemblablement à cause des défauts de montage du prototype qui font apparaître un angle d'inclinaison résiduel. Pour une inclinaison appliquée de 1° , la différence relative entre les deux lobes reste inférieure à 10% (Fig. 2.52-b), mais avec une amplitude beaucoup plus faible qu'à inclinaison nominale. En effet, l'inclinaison totale de l'appareil n'explique pas tous les défauts, et notamment les défauts de positionnement du film IMO par rapport au plan de l'ICF et à l'inducteur.

L'influence de l'inclinaison sur le RSB nominal est en moyenne de 9 dB/°. Ceci s'explique



(a) Signatures des rivets suivant leur axe central horizontal.



(b) Ecart relatif entre les deux lobes de la réponse des rivets sains en fonction de l'angle d'inclinaison. (c) Rapport signal à bruit en fonction de l'angle d'inclinaison.

FIG. 2.52 – Influence de l'inclinaison suivant l'axe \vec{x} de la longueur de l'ICF.

par la perte du couplage électromagnétique dû au décollement d'un des pôles de l'inducteur.

Inclinaison suivant la profondeur

Ici, ce sont les effets de l'inclinaison suivant la profondeur de l'ICF (axe \vec{y}) que nous étudions. Les résultats concernant la différence entre les signaux sont représentés à la figure 2.53-a et ceux concernant le RSB le sont sur la figure 2.53-b.

L'influence de l'inclinaison de l'ICF suivant l'axe \vec{y} sur les lobes de la signature n'est pas semblable à l'inclinaison suivant l'axe \vec{x} car la direction des courants de Foucault n'a pas changé entre les deux études. L'influence sur le RSB nominal qui est en moyenne de 7 dB/° est comparable à l'influence de l'inclinaison suivant l'axe \vec{x} .

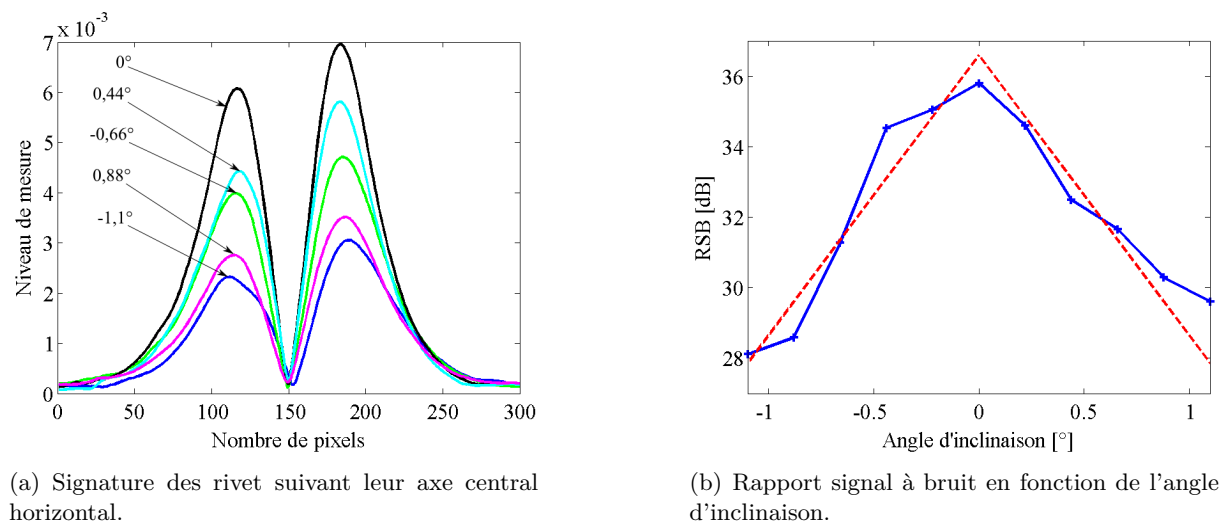


FIG. 2.53 – Influence d'une l'inclinaison de suivant suivant la profondeur.

2.8 Conclusion

La caractérisation du prototype d'ICF réalisée dans ce chapitre a permis de déterminer les caractéristiques suivantes :

- Diamètre utile de l'image : 49 mm
- Résolution spatiale : $100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$
- Uniformité spatiale :
 - Écart relatif typique : 6%
 - Écart relatif maximum : 20%
- Dérive moyenne en température : $1\% / ^\circ\text{C}$
- RSB nominal : 36 dB
- Dynamique : 67 dB
- Sensibilité au décollement : 6 dB/mm
- Sensibilité à l'inclinaison en longueur : $9 \text{ dB}/^\circ$
- Sensibilité à l'inclinaison en profondeur : $7 \text{ dB} / ^\circ$

Au travers les résultats de caractérisation présentés dans ce chapitre, on constate que la limitation des performances de l'ICF peut être imputable à certains choix de conception ou de mise en œuvre (nombre d'images accumulées, limitation du film IMO, limitation en courant d'inducteur...) mais également aux défauts de réalisation et de montage, à partir des éléments prévus dans la conception : le mauvais alignement de l'optique, le choix limité de la lentille de focalisation, les défauts d'assemblage du circuit magnétique de l'inducteur, les dissymétries dans le montage mécanique...

A la lumière de ces résultats, un certain nombre des défauts de réalisation de l'imageur a pu être corrigé dans la version intégrée autonome qui a été élaborée dans le cadre de notre collaboration avec EADS (Fig.2.54 et 2.55). En effet, le prototype intégré que nous avons également caractérisé, présente des performances nettement supérieures, à conception équivalente, grâce à un soin accru dans le choix des composants utilisés (source lumineuse, lentille de focalisation, film IMO de meilleure qualité...), ainsi qu'au soin apporté aux étapes de montage et d'intégration.

L'ICF intégré autonome présente ainsi les caractéristiques typiques suivantes :

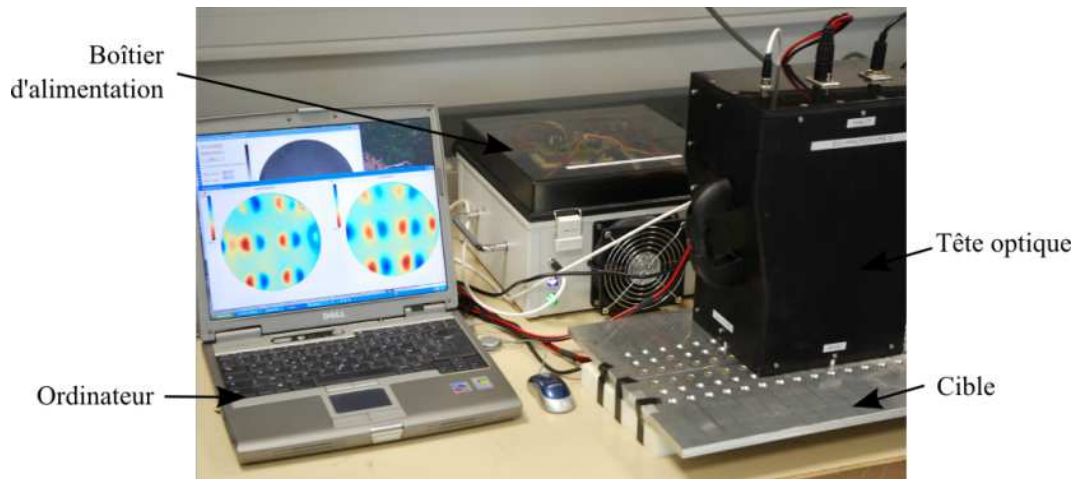


FIG. 2.54 – Vue d'ensemble du prototype d'ICF intégré EADS.



FIG. 2.55 – Vue de la tête magnéto-optique intégrée du prototype EADS.

- Diamètre de l'image utile : 60 mm
- Résolution spatiale : 100 μm
- Uniformité spatiale :
 - Écart relatif typique : 3,7 %
 - Écart relatif maximum : 9 %
- RSB nominal : 45 dB
- Dynamique : 72 dB
- Sensibilité au décollement : 5,4 dB/mm
- Sensibilité à l'inclinaison en longueur : 7 dB pour 1 °

Comme pour le prototype intégré de laboratoire, des modes de fonctionnement peuvent aussi être définis pour le prototype intégré autonome (Tab. 2.8). On peut noter que les temps d'acquisition sont nettement améliorés grâce à l'intégration d'un certain nombre de fonction dans des composants numériques programmables (FPGA).

Nous pouvons également faire une comparaison entre les deux prototypes intégrés réalisés et la maquette de faisabilité (Tab. 2.9). On peut notamment remarquer l'amélioration considérable des temps d'acquisition, de la taille de l'image et de la dynamique de mesure.

Mode	P_r	P_h	RSB	Durée d'acquisition
Nominal	10	10	45 dB	15s
Rapide	3	12	42 dB	7s
Amélioré	10	40	47 dB	50s

TAB. 2.8 – Modes de fonctionnement typiques du prototype intégré autonome.

Prototype	de faisabilité	intégré de laboratoire	intégré autonome (EADS)
Diamètre (mm)	25	49	60
Résolution spatiale (μm)	70	100	100
Dynamique (dB)	17,5	67	72
Uniformité spatiale (%)	non mesuré	6 - 20	3,7 - 9
Durée d'acquisition (s)	900	26	15
Courant d'inducteur (A)	100	2	2

TAB. 2.9 – Comparaison des principales caractéristiques nominales de la maquette de faisabilité et des deux prototypes d'ICF intégré.

Quoique le prototype d'ICF intégré autonome présente de meilleures performances en comparaison de celles du prototype de laboratoire, c'est principalement ce dernier qui a été exploité dans la suite du document, car il a été finalisé plus d'un an auparavant. Néanmoins, le prototype EADS sera utilisé afin de valider certaines méthodes de traitement des signaux développées à l'aide du prototype de laboratoire, comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Traitement des images courants de Foucault pour la caractérisation des défauts enfouis

Ayant décrit au chapitre précédent notre prototype d'ICF, son développement et sa caractérisation, nous allons ici nous intéresser à sa mise en œuvre dans ce qui constitue actuellement sa principale application : l'inspection de plaques rivetées.

Une maquette de laboratoire représentative de ce type de structure, constituée de plaques d'aluminium percées de trous figurant des rivets et présentant diverses fissures calibrées à diverses profondeurs, nous servira pour concevoir des méthodes d'imagerie. L'analyse des mesures faites sur cette maquette au moyen de l'ICF met en évidence le besoin d'effectuer un traitement du signal permettant une meilleure représentation des fissures, celles-ci étant relativement masquées par la présence des rivets.

A cette fin, nous avons développé des méthodes de traitement des images reposant sur l'analyse en composantes principales (ACP). Une fois le principe de l'ACP présenté, une étude sera menée sur les conditions expérimentales qui en optimisent ses performances. Une étude concernant les différentes manières d'utiliser l'ACP en se servant de combinaisons judicieuses de mesures sera menée. Le cas de l'évaluation non-destructive appliquée à des fissures orientées au moyen d'un ICF et d'un traitement de signal par ACP approprié sera également traité. Ensuite, la robustesse des méthodes d'imagerie proposées vis-à-vis des conditions expérimentales (décollement de l'imageur) fera l'objet d'une étude.

Finalement, dans un but de validation des méthodes proposées, un ICF intégré autonome sera mis en œuvre pour imager une maquette de laboratoire à joints rivetés différente de celle utilisée pour développer la méthode.

3.1 La maquette de laboratoire

La maquette de laboratoire faisant office de cible à imager (la même que celle utilisée pour les expériences décrites au chapitre 2) est une maquette *idéalisée* reproduisant une structure à joints rivetés avec des fissures calibrées.

Elle se compose de 5 plaques interchangeable en aluminium de conductivité 35 MS.m^{-1} et de 2 mm d'épaisseur chacune, soit une épaisseur totale de 10 mm (Fig. 3.1).

Chaque plaque comporte des trous de rivets de 6 mm de diamètre, auxquels sont accolées ou non des fissures calibrées (faites par découpe laser), d'ouverture 0,5 mm et de longueur variant de 1 mm à 10 mm. Ces fissures, dites *fissures longitudinales*, sont orientées suivant l'axe d'alignement des rivets (axe \vec{x} sur la figure 3.1). En effet, sur un avion, la direction des efforts subis par les joints rivetés favorise l'apparition de fissures suivant cet axe.

La maquette, qui fournit diverses configurations de rivets fissurés, représentatives de celles rencontrées sur les aéronefs, sera utile à la calibration et à l'évaluation des méthodes élaborées.

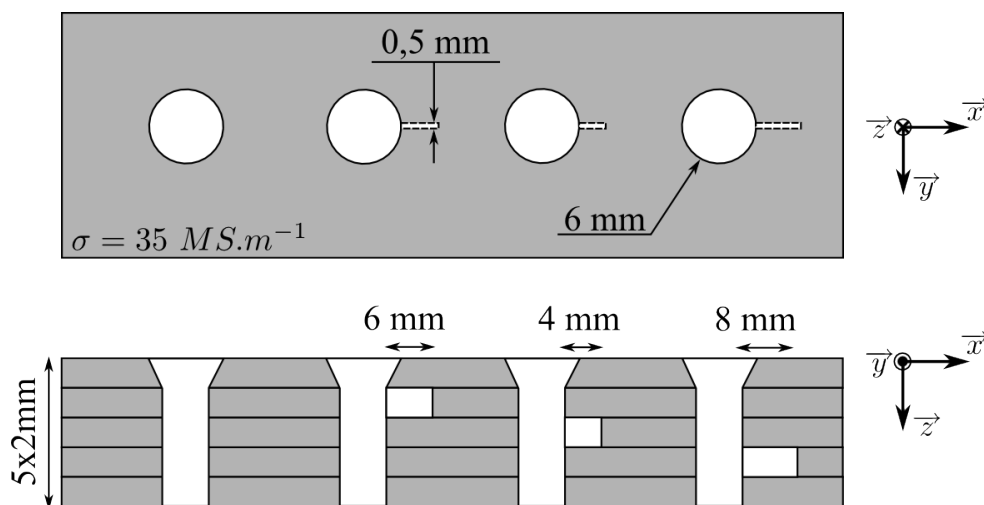


FIG. 3.1 – Représentation schématique de la maquette de laboratoire, avec des exemples de configurations dans les 3 plaques d'étude.

Les analyses et les traitements de signaux dont il est question dans ce chapitre et au chapitre suivant ne concernent que l'étude de fissures enfouies en 2^e, 3^e et 4^e plaque. En effet, Comme nous le verrons à la section suivante consacrée aux mesures, les fissures en surface (1^{re} plaque) sont généralement directement visibles sur les mesures brutes et dans ce cas il n'y a pas lieu de faire un traitement des signaux pour améliorer la représentation des fissures. Toutefois, on verra à la fin de ce chapitre que le cas de fissures en 1^{re} plaque dont la visualisation directe est impossible et peut être traité par la même méthode que celle destinée aux fissures enfouies, quand bien même les hypothèses de travail sont plus difficilement admissibles. Quant à la 5^e plaque, nous ne l'utiliserons pas pour l'étude de fissures car les fréquences de fonctionnement et les capacités actuelles de l'ICF ne permettent pas de détecter des fissures à cette profondeur (entre 8 mm et 10 mm) avec une qualité d'image significative. Tous les trous des rivets en 5^e plaque seront donc sains.

Les cas que nous considérerons sont donc des rivets sains (combinaisons de plaques non-fissurées) et 30 types de rivets fissurés (de 10 longueurs différentes, réparties sur les 2^e, 3^e et 4^e plaque). Si dans un premier temps seules les fissures dont l'orientation est dans l'axe d'alignement des rivets sont étudiées, des solutions seront proposées par la suite pour le contrôle et la caractérisation de *fissures orientées dans une direction différente de cet axe* (Sec. 3.10).

On peut noter que les plaques de la maquette de laboratoire ont une conductivité de 35 MS.m^{-1} ce qui est une configuration défavorable pour le contrôle à courants de Foucault, par rapport à la conductivité des alliages aéronautiques (entre 17 MS.m^{-1} et 20 MS.m^{-1}). En

effet, la profondeur de peau (Eq. 1.4), qui caractérise le pouvoir de pénétration dans les structures inspectées, diminue quand la conductivité des matériaux augmente : une conductivité relativement élevée diminue l'épaisseur de peau et les possibilités d'inspection en profondeur. Si le choix de ce matériau de conductivité supérieure aux alliages aéronautiques a été fait pour des raisons d'approvisionnement, ce choix à l'avantage de nous permettre d'utiliser l'ICF aux limites de ses capacités.

3.2 Images obtenues en sortie d'ICF

Les images fournies par l'ICF sont la mesure directe de la distribution du champ magnétique normal à la surface de la structure inspectée. Elles contiennent donc l'information utile à la caractérisation de la structure. Ces images sont *complexes* (*partie réelle* et *partie imaginaire*, ou *en phase* et *en quadrature*) et *centrées*. Dans la suite de l'étude, toutes les mesures sont acquises en *mode nominal* (Sec. 2.6), c'est à dire avec un nombre d'images $P_r = P_h = 10$.

La taille des images fournies par le prototype d'ICF utilisé pour cette thèse est de 500×500 pixels, c'est à dire $50 \times 50 \text{ mm}^2$ avec une zone utile circulaire de 49 mm de diamètre. Toutes les images présentées dans ce mémoire, qu'elles aient ou non subi un traitement, sont centrées sur le rivet analysé, ce qui élimine les zones dépourvues d'informations utiles. Il s'ensuit que les réponses de rivets sont centrées spatialement au milieu des images¹.

Les images obtenues résultent de l'interaction entre les courants de Foucault et les ruptures de conductivité électrique dans la cible inspectée, lesquelles sont formées par les rivets examinés et par les fissures. Conformément à [Cen85] et au chapitre 1 de ce mémoire, l'interaction entre les CF et ces ruptures est maximum lorsque la direction des CF est perpendiculaire à la fissure (Fig. 3.2-a). Les interactions les plus faibles correspondent au cas d'une direction des CF parallèle à la fissure (Fig. 3.2-b). La plupart images issues de l'ICF présentées dans ce chapitre sont obtenues pour des CF orientés perpendiculairement aux fissures, néanmoins, les deux orientations des CF sont aussi mises à profit afin d'inspecter des joints rivetés dont l'orientation des fissures est quelconque (Sec. 3.10).

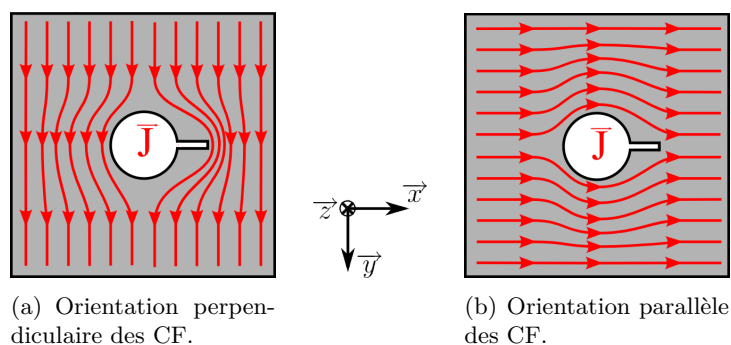


FIG. 3.2 – Orientation des courants de Foucault autour d'un rivet inspecté présentant une fissure longitudinale.

La figure 3.3 fournit des exemples du type d'images que produit l'ICF intégré pour chacune des configurations de rivets permise par la maquette. Les fréquences auxquelles sont faites ces mesures (pour la 2^e, 3^e et 4^e plaque) sont celles qui optimisent les hypothèses d'application des

¹Le cadrage est automatisé par détection des points extrêmes de la signature du rivet.

méthodes de traitement des signaux et maximisent leurs performances. Elles sont déterminées dans la section 3.7.

On peut constater que l'image d'un rivet comporte deux lobes de signes opposés caractéristiques des deux trajets de contournement du rivet par les courants de Foucault. En présence d'une fissure, ces lobes apparaissent plus ou moins dissymétrisés. De plus, pour les mesures en basses fréquences, les réponses des rivets sont plus étalées du fait de la perte de résolution spatiale avec la pénétration des courants de Foucault dans le matériau.

Sur les mesures réalisées avec des fissures en 1^{re} plaque, grâce à des CF à 1200 Hz, nous pouvons constater que la dissymétrie des images permet de détecter directement les fissures. De plus, nous observons très clairement le contournement des fissures (d'ouverture 0,5 mm) par les CF. En revanche, le diagnostic de la présence de fissures sur les 2^e, 3^e et 4^e plaques à partir des images brutes en sortie d'ICF s'avère plus problématique, ce qui incite à mettre en œuvre une étape de traitement du signal.

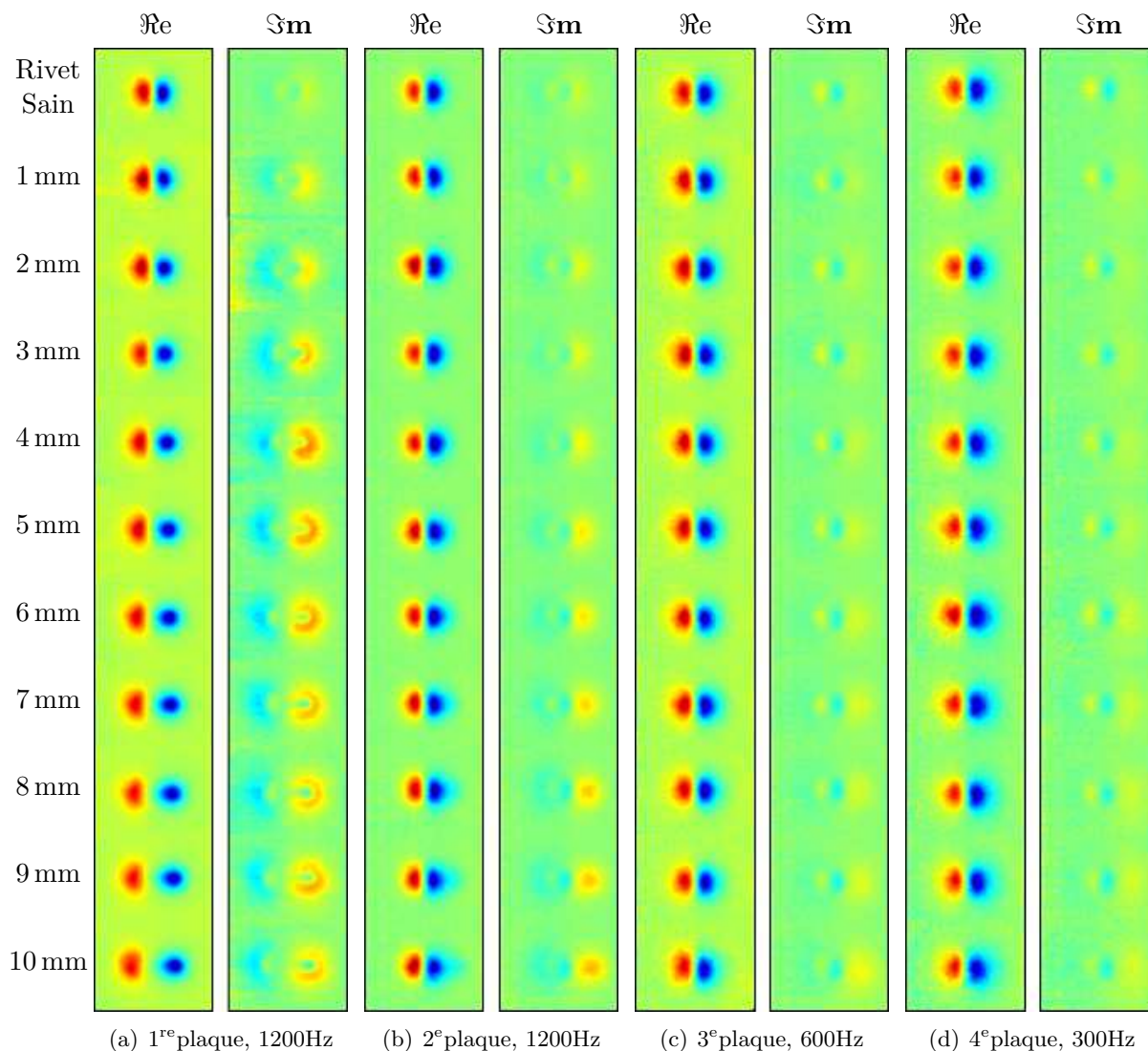


FIG. 3.3 – Mesures sur toutes les configurations de rivets fissurés permises par la maquette d'étude. Les longueurs des fissures sont indiquées sur la gauche de la figure. Les parties réelles des mesures sont désignées par \Re et les parties imaginaires par \Im .

3.3 Séparation de sources pour les images CF

3.3.1 Considérations sur les images CF

Les images obtenues par l'ICF intégré contiennent des informations sur les fissures qui, en l'absence de traitement du signal, sont relativement masquées par la présence du rivet et ce, d'autant plus que les fissures sont enfouies.

Les images « brutes » ou « non-traitées » résultent de l'interaction des CF avec le rivet d'une part et avec la fissure d'autre part : on peut donc faire l'hypothèse que ces images sont le fruit d'au moins deux « sources physiques » qui contribuent à la constitution d'une image CF. Les interactions entre les CF et un rivet, qui peuvent être considérées comme une source d'énergie élevée, et les interactions entre les CF et une fissure, qui peuvent être considérées comme une source d'énergie plus faible.

D'autres sources pourraient aussi être identifiées, liées au bruit de mesure, aux défauts de l'ICF ou à toute perturbation générant un champ magnétique normal au plan de la cible et de ce fait mesurable par l'ICF. Les contributions de ces sources sont généralement suffisamment faibles en utilisation nominale pour être négligées face aux sources que représentent les fissures. Par la suite, elles ne seront pas prises en compte, du moins dans les premières parties de l'étude.

A partir de cette notion de sources il est possible de concevoir une méthode de traitement du signal qui, appliquée aux données brutes issues de l'ICF, leur donnera une représentation dans laquelle les sources des rivets et celles des fissures seront séparées. Il s'agit donc de s'appuyer sur une méthode de séparation de sources pour traiter les signaux. Le but recherché est de faciliter non seulement la détection des fissures mais aussi leur classification en termes de longueur et de profondeur d'enfouissement. Ceci constitue un premier pas vers l'inversion des signaux. Pour le franchir, il nous faut traiter la question du choix de la méthode de séparation de sources.

3.3.2 Choix de la méthode de séparation de sources

La méthode de traitement du signal que nous cherchons à élaborer peut s'appuyer sur diverses techniques de séparation de sources. Parmi elles figurent l'analyse en composantes principales (ACP) [Sap78, MKB79] et l'analyse en composantes indépendantes (ACI) [HO00].

L'ACP repose sur la décomposition en éléments propres de la matrice d'énergie des signaux, afin de trouver les directions des sources et de les estimer. Pour notre problème d'imagerie de fissures accolées à des rivets, l'ACP peut paraître prometteuse dans la mesure où elle devrait permettre de séparer l'énergie de la source associée au rivet de celle associée à la fissure. Mais ceci nécessite de disposer de mesures pour lesquelles ces deux sources puissent être considérées comme orthogonales.

Quant à l'ACI, elle est basée sur une extension du théorème central-limite qui stipule que la distribution du mélange linéaire de deux sources indépendantes est plus gaussienne que la distribution de chaque source. L'estimation de sources indépendantes non-gaussiennes est réalisée à partir de combinaisons linéaires des différents signaux utilisés et requiert de plus un blanchiment (à l'aide d'une ACP).

Afin de déterminer quelle méthode, de l'ACP ou de l'ACI, se prête le mieux au diagnostic

d'images CF de structures rivetées, nous avons, parallèlement aux travaux présentés dans ce mémoire, mené une étude comparative des résultats que donnent ces méthodes pour l'imagerie de notre maquette de laboratoire à partir de signaux fournis par un capteur conventionnel [TLDJ07]. Le traitement de signaux par une méthode de séparation de sources suppose le respect de certaines hypothèses, notamment la linéarité du mélange et l'orthogonalité des sources. Mais en pratique, ces hypothèses ne sont pas strictement respectées. D'après notre étude, l'ACP se révèle plus performante que l'ACI pour une cible constituée de plaques rivetées. Ces résultats s'expliquent en partie par la possibilité de réjection par l'ACP des sources de fortes énergies (rivets) par rapport aux sources de faible énergie (fissures). Cette possibilité n'est pas offerte par l'ACI à cause de l'étape de blanchiment.

Au vu de ces résultats, c'est donc sur l'ACP que nous avons concentré nos travaux et ce sont par conséquent uniquement les fondements de l'ACP et sa mise en œuvre dans le cas du problème d'imagerie magnéto-optique de plaques à joints rivetés qui nous intéressent que nous nous proposons de présenter. Pour une analyse plus détaillée des mérites respectifs de l'ACP et de l'ACI appliquées à l'inspection d'une plaque rivetée, nous renvoyons le lecteur à l'annexe A.

3.4 Principe de l'analyse en composantes principales

3.4.1 Représentation matricielle des mesures

Afin d'appliquer un traitement du signal aux images issues de l'ICF, il est nécessaire de donner une formulation matricielle au problème considéré. Soit donc M la matrice de mesure définie comme le produit de deux matrices suivant :

$$M = TS \tag{3.1}$$

où T est une matrice de transfert représentant l'ensemble de la chaîne de mesure et S la matrice des r sources que l'on souhaite observer et séparer.

M n'est pas directement l'image mesurée mais elle est construite à partir de celle-ci (Eq. 3.2). M peut être construite à partir d'une seule mesure ou bien à partir d'un ensemble de mesures. En effet, un échantillon peut être mesuré sous différentes conditions ; par exemple, un ensemble de mesures peut être fait avec différentes fréquences des courants inducteurs (dans le but de rechercher des fissures inconnues enfouies) et/ou avec différentes orientations de l'ICF (recherche de fissures orientées). Chaque image mesurée I_n étant constituée d'une *partie réelle* $\Re(I_n)$ et d'une *partie imaginaire* $\Im(I_n)$, un ensemble de p mesures est par conséquent constitué de $2p$ images. Et l'on a $r \leq 2p$ car, dans un cas général, il n'est pas possible de séparer plus de sources qu'il n'y a de mesures ou de données. A l'inverse, pour séparer un nombre de sources donné, il faut disposer d'un nombre suffisant de mesures.

En définitive, M est construite en faisant une lecture lexicographique² \vec{I}_n de chaque image I_n (Eq. 3.2). Il s'ensuit que si les images sont constituées d'un nombre n_{points} de points (ou

²Concaténation des lignes d'une image pour en faire un vecteur..

pixels), M est alors de dimensions $(2p, n_{\text{points}})$:

$$M = \begin{pmatrix} \Re(\vec{I}_1) \\ \Im(\vec{I}_1) \\ \Re(\vec{I}_2) \\ \vdots \\ \Re(\vec{I}_p) \\ \Im(\vec{I}_p) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Quant à la matrice S des sources, elle est formée par la lecture lexicographique des r sources observables s_1 à s_r :

$$S = \begin{pmatrix} \vec{s}_1 \\ \vec{s}_2 \\ \vec{s}_3 \\ \vdots \\ \vec{s}_r \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Enfin, la matrice T , qui est la matrice de transfert de l'ensemble de la chaîne de mesure, est, elle, de dimension $(2p, r)$:

$$T = \begin{pmatrix} \vec{t}_1 & \vec{t}_2 & \vec{t}_3 & \cdots & \vec{t}_r \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

L'équation 3.1 est une modélisation idéalisée du problème qui fait l'hypothèse d'un mélange linéaire des sources et pour laquelle les matrices T et S sont inconnues. Il n'est donc pas possible d'inverser la matrice T afin de retrouver les sources S en appliquant la relation $S = T^{-1}M$. C'est l'utilisation de l'ACP qui nous permettra d'estimer les sources.

3.4.2 Hypothèses pour l'application de l'ACP

Le problème considéré étant posé sous forme matricielle, il reste à tenir compte des hypothèses inhérentes à l'ACP. Ces hypothèses portent sur les sources s_n et sur la matrice T [Mil97] :

- **Les grandeurs sources sont indépendantes et centrées.** La matrice de covariance de S est alors une matrice diagonale dont les éléments sont les énergies σ_n^2 des sources s_n :

$$SS^t = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_r^2 \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

- **Les vecteurs colonnes de T sont orthogonaux**, ce qui permet de décomposer T en un produit de deux matrices :
 - \mathbf{Q}_T , une matrice de rotation orthonormée de dimensions $(2p, r)$

- D_T , une matrice de dilatation diagonale de dimensions (r, r) .

$$T = Q_T D_T = Q_T \begin{pmatrix} \|\vec{t}_1\| & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \|\vec{t}_2\| & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \|\vec{t}_r\| \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$Q_T Q_T^t = Id_{2p} \quad (3.7)$$

En toute rigueur, on sait que les interactions capteur CF/cible ne peuvent pas s'écrire sous cette forme linéaire. Il faut savoir que l'obtention de données expérimentales respectant strictement ces hypothèses n'est pas simple. Néanmoins, dans le cas où les hypothèses ne sont pas entièrement vérifiées, l'ACP peut être appliquée mais elle réalisera moins une complète séparation de sources qu'une *réjection* des sources entre-elles. C'est pourquoi il faut veiller au bon contrôle des conditions expérimentales de façon à s'approcher au mieux de ces hypothèses. La détermination des conditions expérimentales qui optimisent *a posteriori* les performances de l'ACP est traitée à la section 3.7.

3.4.3 Décomposition

Ayant formalisé le problème sous forme matricielle et pris en compte les hypothèses liées à l'ACP, la question de la décomposition peut être traitée.

Il s'agit de procéder à la décomposition en éléments propres de la matrice de variance-covariance MM^t , pour n'en conserver que les composantes correspondant au rivet et à la fissure. Quant aux composantes de plus faible énergie, elles ne seront pas prises en considération dans la mesure où, comme nous le verrons, elles sont négligeables devant les deux autres.

La décomposition en éléments propres de MM^t s'écrit :

$$MM^t = V D V^t = V \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_{2p} \end{pmatrix} V^t \quad (3.8)$$

où :

- V est la matrice des vecteur propres \vec{v}_n de MM^t ,
- λ_n ses valeurs propres, **classées dans l'ordre décroissant** ($\lambda_n > \lambda_{n+1}$).

D'après les équations 3.5 et 3.6, on peut aussi écrire que

$$MM^t = T S S^t T^t = Q_T \begin{pmatrix} \|\vec{t}_1\|^2 \sigma_1^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \|\vec{t}_2\|^2 \sigma_2^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \|\vec{t}_r\|^2 \sigma_r^2 \end{pmatrix} Q_T^t \quad (3.9)$$

Afin de pouvoir identifier les équations 3.8 et 3.9, Q_T peut être étendu à la dimension $(2p, 2p)$ en lui ajoutant $(r - 2p)$ vecteurs colonnes orthonormés de façon à former $Q_{T_{2p}}$. Ainsi, MM^t

peut s'écrire :

$$MM^t = Q_{T_{2p}} \begin{pmatrix} SS^t & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} Q_{T_{2p}}^t \quad (3.10)$$

Cette expression de MM^t ne change pas son rang qui reste égal au nombre r de sources indépendantes et correspond à la décomposition en valeurs propres de MM^t . Ainsi, V et $Q_{T_{2p}}$ engendrent le même-sous espace. Plus précisément, en exprimant V sous la forme $V = (V_r \ V_{r-2p})$, où V_r est de dimension r et V_{r-2p} de dimension $r - 2p$, V_r et Q_T engendrent le même sous-espace.

Par suite, les sources s_n peuvent être estimées par la projection $V^t M$:

$$\begin{aligned} V^t M &= (V^t Q_{T_{2p}})(D_{T_{2p}} S) \\ &= \begin{pmatrix} \|\vec{t}_1\| & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \|\vec{t}_2\| & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \|\vec{t}_r\| \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{s}_1 \\ \vec{s}_2 \\ \vdots \\ \vec{s}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{\hat{s}}_1 \\ \vec{\hat{s}}_2 \\ \vdots \\ \vec{\hat{s}}_r \end{pmatrix} = \widehat{S} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Les valeurs propres λ_n sont identifiables aux énergies $\hat{\sigma}_n^2$ des sources estimées, qui sont les éléments diagonaux de SS^t et qui vérifient également :

$$\lambda_n = \hat{\sigma}_n^2 = \|\vec{t}_n\|^2 \sigma_n^2 \quad (3.12)$$

Comme nous allons le voir à la section 3.6, il est possible d'utiliser les valeurs propres pour obtenir une information quantitative sur la fissure analysée. Mais au préalable, nous allons revenir sur la notion de sources d'intérêt.

3.5 Discussion sur les sources

Dans notre étude, les rivets et les fissures sont considérées comme les deux seules sources d'intérêt. Or, l'application de l'ACP telle que nous la proposons génère des valeurs propres classées par ordre décroissant et la question se pose de savoir à quelle source chacune d'elles correspond. Dans le cas général, une fois la séparation faite, rien ne permet de les identifier. Mais en examinant le cas de figure précis qui nous concerne, il est possible de formuler certains postulats.

Notre cadre d'étude concerne des structures rivetées pouvant présenter des fissures longitudinales au pied des rivets et dans lesquelles la nappe de CF induits par l'ICF est perpendiculaire aux fissures. Dans cette configuration, la rupture de conductivité constituée par le rivet est un obstacle aux CF significativement plus important que la fissure. Par conséquent, sa contribution au champ magnétique \vec{H}_z normal au plan de la cible sera supérieure à celle de la fissure. Il est donc légitime de postuler qu'à l'issue de l'ACP, la source associée au rivet correspond à l'énergie la plus élevée, c'est à dire à la valeur propre la plus grande. De même, on peut supposer que la seconde valeur propre par ordre décroissant d'intensité correspondra à la fissure, ce qui revient à considérer que la contribution de la fissure au champ magnétique \vec{H}_z est supérieure à celle des autres sources, telles qu'un éventuel défaut de l'ICF (décollement, inclinaison...).

Par la suite, nous nous baserons sur ces hypothèses a posteriori validées et, en général, seules les deux valeurs propres les plus importantes seront prises en considération.

3.6 Rapport de séparation

Dans la section précédente, des considérations physiques sur les mesures effectuées nous ont conduits à formuler l'hypothèse qu'à l'issue de l'ACP, la valeur propre λ_1 la plus élevée est relative à la source associée au rivet tandis que la seconde valeur propre λ_2 est relative à celle de la fissure. En pratique il nous faut cependant nous assurer de la plausibilité de ces hypothèses.

En effet, on peut envisager qu'en raison par exemple de conditions expérimentales inadaptées, les hypothèses d'application de l'ACP (linéarité et orthogonalité) ne soient pas respectées, ce qui inciterait à conclure qu'il entre dans chacune des deux principales sources séparées par l'ACP une contribution plus ou moins prépondérante du rivet et de la fissure. Auquel cas, l'ACP ne conduirait pas à proprement parler à une séparation complète des sources mais à une réjection.

Pour quantifier dans quelle mesure la séparation des sources est efficace et quelle confiance on peut avoir dans la validité de nos hypothèses, il peut être intéressant de se référer au rapport [Mil97, LDJ07] :

$$RS_{\text{rivet}} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \quad (3.13)$$

qui peut servir de rapport de séparation de la source fissure par rapport à la source rivet.

Outre le fait que RS_{rivet} soit un indicateur de séparation de sources qui nous permet de nous assurer de la validité de nos hypothèses de travail, on peut remarquer que son évolution en fonction de la taille des fissures doit suivre une certaine loi. Le fait qu'en pratique cette loi soit vérifiée peut servir également d'indicateur de confiance en la mesure. Théoriquement, RS_{rivet} ira croissant avec la longueur des fissures. En effet, plus la fissure est longue, plus la déviation des CF et la réponse en champ magnétique \vec{H}_z sont importantes. λ_2 devrait donc croître avec la longueur de la fissure tandis que λ_1 devrait rester relativement constant.

Ajoutons que RS_{rivet} présente un intérêt pour la normalisation des résultats. Pour pouvoir comparer des résultats correspondant à des mesures faites à des fréquences d'excitation différentes, il est nécessaire de s'affranchir des variations que subit l'amplitude des images lorsque la fréquence du courant d'induction de l'ICF change. Les valeurs propres étant proportionnelles d'un même facteur au champ magnétique d'excitation, lequel est lui-même proportionnel au courant inducteur, le rapport de ces deux valeurs propres apporte la normalisation nécessaire à la comparaison de résultats obtenus à partir de mesures faites avec des courants inducteurs différents.

3.7 Optimisation des conditions expérimentales : détermination des fréquences de mesure pour la détection de fissures enfouies

3.7.1 Conditions d'optimisation

Le respect a priori des hypothèses d'application de l'ACP, à savoir l'indépendance des sources (Eq. 3.5) et l'orthogonalité de la matrice de transfert T (Eq. 3.6), n'est pas trivial. En pratique, la matrice T est inconnue et le couplage entre la réponse d'un rivet et celle d'une fissure n'est pas linéaire. Ainsi que nous l'avons vu précédemment, lorsque ses hypothèses d'application ne sont pas strictement respectées, l'ACP réalise moins une séparation complète des sources qu'une

réjection de sources. Néanmoins, comme nous le verrons dans ce qui suit, l'expérience montre qu'en optimisant les conditions expérimentales pour s'approcher des hypothèses de l'ACP, celle-ci donne de bons résultats en matière de diagnostic de structures rivetées.

Pour rechercher les conditions expérimentales qui optimisent l'ACP, nous allons recourir au paramètre RS_{rivet} . Son évolution en fonction des fréquences d'excitation nous fournira une indication sur les performances de la séparation. Rappelons en effet que le choix de la fréquence d'excitation est directement lié à la capacité de détecter des fissures en profondeur, mais il a aussi une grande influence dans la mesure où il permet d'approcher expérimentalement les hypothèses de linéarité et d'orthogonalité de l'ACP.

Il s'agit donc de déterminer les fréquences optimales de travail. Pour ce faire, il faut tenir compte d'une part, des caractéristiques de l'ICF utilisé et d'autre part, des caractéristiques de la cible inspectée qui influent sur l'effet de peau. Pour notre prototype d'ICF, les fréquences de fonctionnement s'étendent de 200 Hz à 10 kHz, sachant qu'à partir de 2 kHz l'amplitude du courant inducteur devient plus faible. Quant à la maquette cible, elle comporte, rappelons le, cinq plaques d'aluminium de conductivité 35 MS.m^{-1} , d'épaisseur 2 mm chacune et elles sont percées de trous figurant des rivets. Les fissures sont situées uniquement dans les 2^e, 3^e et 4^e plaques (référéncées par l'indice $p \in \{2, 3, 4\}$) et leurs longueurs varient de 2 mm en 2 mm jusqu'à 8 mm (elles sont référéncées par l'indice $\ell \in \{0, 2, 4, 6, 8\}$ ³). Compte tenu de la plage de fréquences de fonctionnement de l'ICF et de l'épaisseur totale de la maquette, l'analyse de la cible est possible depuis la profondeur de peau 1,34 mm jusqu'à 6 mm en utilisant une plage de fréquence variant de 200 Hz à 4 kHz.

Optimiser la fréquence de travail revient à maximiser le rapport de séparation d'un rivet fissuré. Une fréquence optimale f_p spécifique à chaque plaque peut être déterminée. Dans ces conditions, le critère d'optimisation peut se formuler comme suit :

$$\forall \ell, RS_{p\ell}(f_p) = \sup_f RS_{p\ell}(f) \quad (3.14)$$

La notion de fréquences optimales étant introduite, il reste à les mettre en évidence en pratique et à analyser les conditions de leur obtention. Nous proposons deux manières de réaliser l'ACP à partir des données brutes obtenues en sortie de l'ICF pour différentes fréquences (optimales). La première manière, que nous appellerons **ACP mono-fréquence**, consiste à réaliser une ACP séparément sur les données correspondant à chaque fréquence. A proprement parler, il s'agit en fait d'une multi ACP monofréquence. La seconde manière, que nous appellerons **ACP multifréquences**, consiste à réaliser une seule ACP à partir des données correspondant à toutes les fréquences. Si les données de départ sont les mêmes dans les deux cas, les opérations diffèrent ainsi qu'a priori les résultats qu'elles donnent. Et c'est effectivement ce que nous constaterons.

Nous allons donc étudier les deux méthodes et analyser leurs résultats dans le but de savoir comment améliorer la visualisation des fissures par rapport au rivet.

3.7.2 Détermination des fréquences optimales

Pour mettre en évidence l'existence de fréquences optimales, nous allons appliquer à des données expérimentales l'ACP mono-fréquence dont le concept vient d'être introduit. Sans entrer dans les détails de ce concept qui sera développé ultérieurement (Sec. 3.8, nous limitons ici notre

³0 correspond au rivet sain.

propos à la détermination des fréquences optimales), précisons simplement que l'on construit une matrice M (Sec. 3.4) à partir de l'image I_f résultant d'une mesure effectuée à la seule fréquence f :

$$M = \begin{pmatrix} \Re e(\vec{I}_f) \\ \Im m(\vec{I}_f) \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Notre question est de savoir si pour une profondeur donnée d'enfouissement des fissures il existe une fréquence qui maximise le rapport de séparation $RS_{p\ell}$ (Eq. 3.14). Pour ce faire, des images ont été acquises sur la plage de fréquences (200 Hz – 4 kHz) pour chaque configuration de rivet (c'est à dire pour des fissures localisées dans chacune des trois plaques et pour les différentes longueurs de fissures). Chacune de ces acquisitions a ensuite été traitée avec l'ACP mono-fréquence et les rapports de séparation en ont été déduits. La figure 3.4 présente l'évolution du rapport de séparation en fonction de la fréquence, pour des fissures tour à tour présentes dans la 2^e, 3^e puis 4^e plaque.

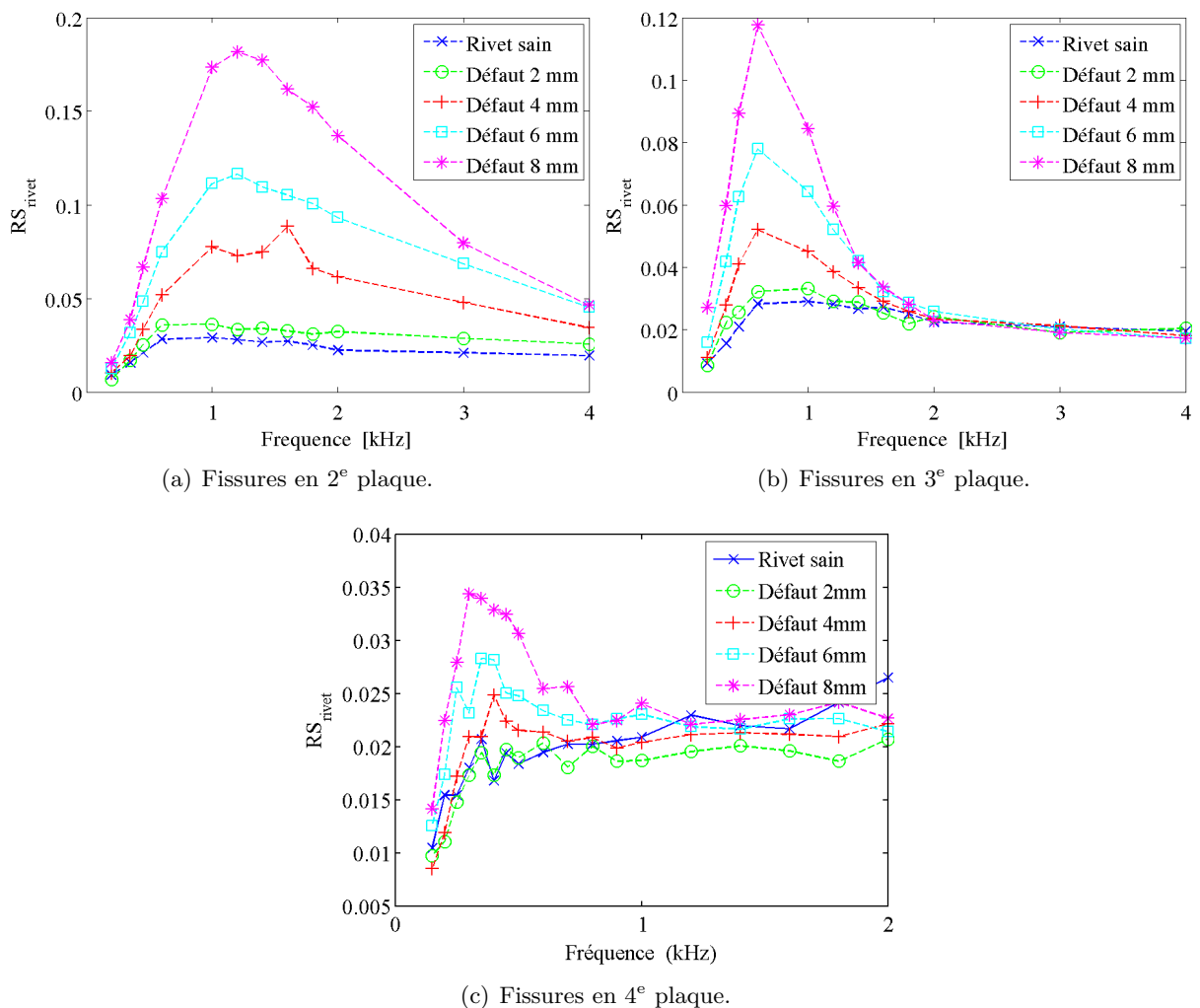


FIG. 3.4 – Évolution du rapport de séparation en fonction des fréquences pour des fissures localisées sur les 3 plaques d'études.

Pour chaque plaque, nous pouvons constater que les courbes de RS_{rivet} présentent un maximum relativement indépendant de la longueur des fissures. Il existe donc bien une fréquence d'excitation optimale pour chaque plaque (Tab. 3.1). De plus, à ces fréquences optimales, les

rapports de séparations correspondant aux différentes longueurs de fissures sont relativement distincts.

Plaques	Fréquences optimales [Hz]	δ [mm]	Profondeur pour $\Delta\varphi = -90^\circ$ [mm]
2 ^e (2 → 4 mm)	$f_2 = 1200$	2,5	3,9
3 ^e (4 → 6 mm)	$f_3 = 600$	3,5	5,5
4 ^e (6 → 8 mm)	$f_4 = 300$	4,9	7,7

TAB. 3.1 – Fréquences d’excitation optimales pour chaque plaque, épaisseurs de peau et profondeurs correspondant à un déphasage de -90° des courants de Foucault entre la surface de la maquette et le fond de la plaque considérée.

L’existence de ces fréquences optimales peut s’expliquer comme suit : une basse fréquence implique une grande épaisseur de peau, qui pourrait a priori sembler intéressante pour détecter les fissures enfouies, mais qui en fait donne un mélange non-linéaire entre la réponse du rivet et celle de la fissure. Au contraire, une fréquence plus élevée impliquera une faible épaisseur de peau et donc une mauvaise détection des fissures enfouies. Cependant, il semblerait qu’une fréquence intermédiaire, qui induit une profondeur de peau moindre que celle que l’on aurait choisie intuitivement, permette une bonne séparation des sources, car dans ce cas, le mélange est relativement linéaire entre les réponses du rivet et de la fissure.

En outre, à cette fréquence optimale, l’hypothèse d’orthogonalité semble respectée puisqu’il s’avère que le déphasage des courants de Foucault entre la surface de la maquette et la plaque où se situe la fissure est sensiblement de $\Delta\varphi = -90^\circ$. Ce déphasage a été calculé avec la formule classique des courants de Foucault en onde plane (Eq. 1.3) :

$$\Delta\varphi = -d\sqrt{\pi f\mu\sigma} \quad (3.16)$$

dans laquelle f est la fréquence, μ la permittivité magnétique, σ la conductivité du matériau et d la profondeur.

L’analyse du déphasage des courants de Foucault dans une structure rivetée peut donc servir à déterminer a priori les fréquences optimales du point de vue d’une analyse par ACP de mesures obtenues avec un ICF. Connaissant les épaisseurs et la conductivité des plaques de la structure considérée, l’équation 3.16 est un moyen de calculer ces fréquences.

Notons que par la suite, toutes les études faites sur la maquette utiliseront les fréquences optimales que nous venons de calculer (Tab. 3.1).

3.7.3 Performances de l’ACP bi-fréquences

À partir de plusieurs mesures du même rivet obtenues avec l’ICF à différentes fréquences, il y a deux manières de mettre en œuvre l’ACP. Soit on effectue une ACP par mesure, comme nous venons de le faire pour la détermination des fréquences optimales, soit on applique l’ACP à l’ensemble des mesures.

Il est intéressant d’étudier les résultats d’une ACP multifréquences et de les comparer à ceux de l’ACP mono-fréquence. Nous allons donc effectuer une étude semblable à celle déjà réalisée pour mettre en évidence et déterminer des fréquences optimales, mais cette fois en effectuant des ACP bi-fréquences sur chaque couple de mesures obtenu avec l’ICF. Les images I_{f_a} et I_{f_b}

correspondant à deux fréquences f_a et f_b (éventuellement identiques) ont ainsi servi à construire des matrices de mesures M telles que :

$$M = \begin{pmatrix} \Re e(\vec{I}_{f_a}) \\ \Im m(\vec{I}_{f_a}) \\ \Re e(\vec{I}_{f_b}) \\ \Im m(\vec{I}_{f_b}) \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

La figure 3.5 donne une représentation à deux dimensions (2D) des résultats des calculs de RS_{rivet} consécutifs à ces ACP. On peut remarquer que les images sur cette figure sont symétriques par rapport à la diagonale puisqu'une ACP donne les mêmes résultats, qu'elle soit réalisée avec la combinaison de fréquences (f_a, f_b) ou avec la combinaison (f_b, f_a) .

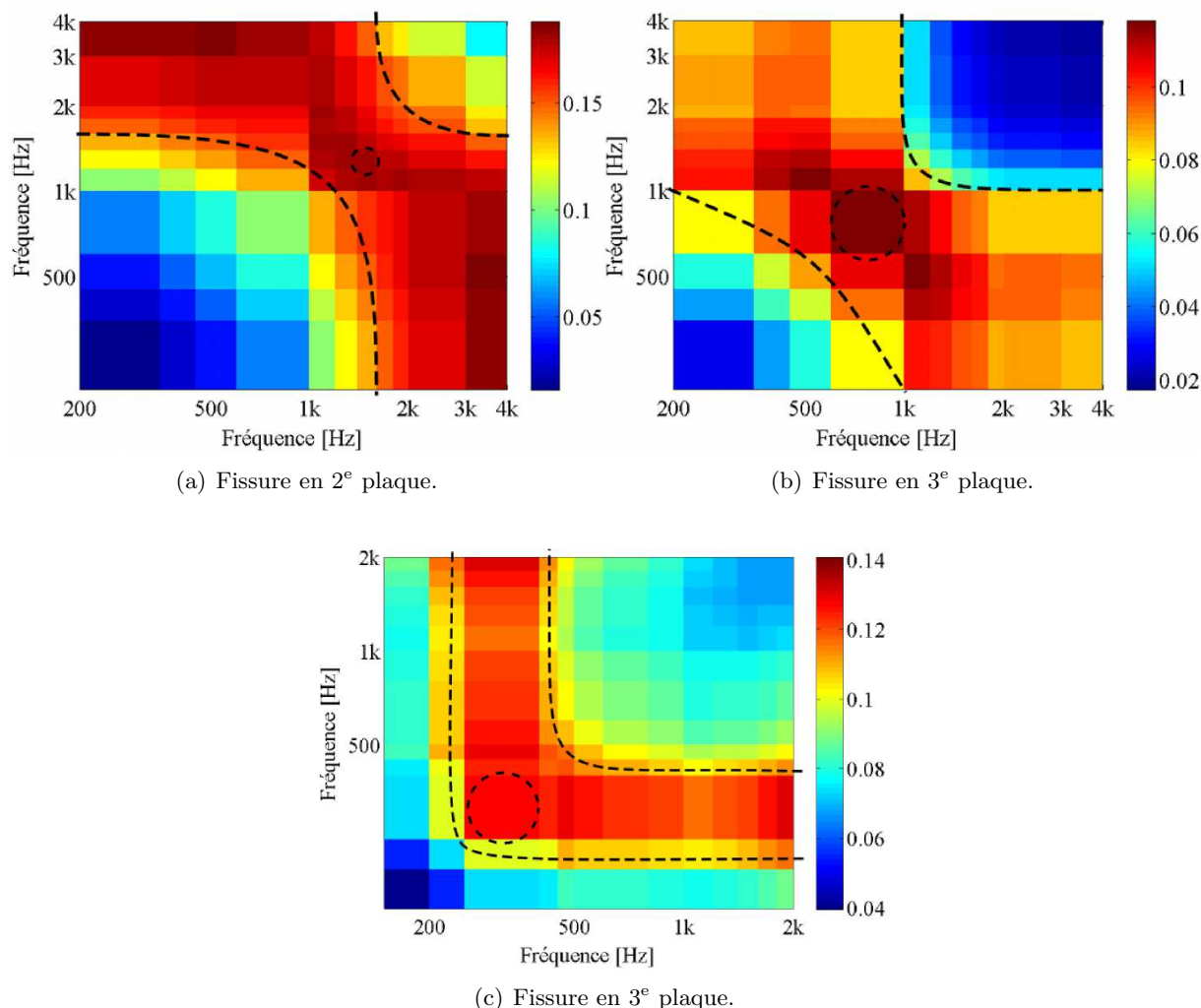


FIG. 3.5 – Représentations en 2D du rapport de séparation calculé à partir d'une ACP bi-fréquences.

On peut également remarquer qu'il existe sur chacune des figures une zone (délimitée approximativement par des pointillés) où le rapport de séparation est élevé. D'une manière générale, cette zone correspond à une ACP réalisée soit avec deux fréquences proches de la fréquence

unique optimale, soit avec un couple *basse* fréquence / *haute* fréquence. Le fait que l'association de deux fréquences éloignées donne un rapport de séparation élevé peut s'expliquer par le fait qu'une fréquence élevée (c'est à dire une fréquence qui ne permet pas de voir la fissure dans la plaque considérée) donne des informations sur le rivet seul et donc sur la direction de projection de la source « rivet sain » ; tandis qu'une fréquence basse (qui permet aux courants de pénétrer jusqu'à la profondeur de la fissure) fournit quant à elle des informations caractéristiques de la fissure, bien qu'à cette fréquence l'hypothèse de linéarité du modèle ne soit que modérément respectée. L'association de deux fréquences éloignées permet donc dans une certaine mesure de se rapprocher de la condition d'orthogonalité des sources.

Malgré tout, il est visible (Fig. 3.5) que deux fréquences éloignées donnent au mieux un rapport de séparation comparable à la fréquence optimale (cercles en pointillés). Toutefois, une analyse fine des résultats d'ACP multifréquences (Sec. 3.9) appliquées à de petites fissures enfouies montre que la séparation est meilleure qu'avec une ACP mono-fréquence appliquée à ces mêmes fissures.

Par conséquent, par rapport à l'analyse à une seule fréquence sur une fissure connue (c'est à dire dont on sait a priori à quelle profondeur elle est enfouie), l'utilisation d'une ACP multifréquences permettrait une meilleure séparation des petites fissures mais au prix d'une multiplication des temps de mesure et d'analyse. Dans le cas général, on ne peut affirmer que cette ACP soit plus bénéfique en termes de séparation des sources que l'ACP mono-fréquence. Le choix de l'une ou de l'autre des ACP sera donc le résultat d'un compromis temps d'inspection / performance de séparation suivant l'utilisation voulue.

Finalement, les seules fréquences à retenir sont les fréquences optimales obtenues par ACP mono-fréquence. Une étude mérite cependant d'être menée concernant la combinaison de ces fréquences optimales dans la perspective d'une détection des fissures inconnues, c'est à dire dont on ne sait pas a priori à quelle profondeur elles sont enfouies.

3.8 ACP mono-fréquence

Au cours de l'étude concernant la « détermination des fréquences optimales » (Sec. 3.7), nous avons analysé les évolutions des RS_{rivet} uniquement en fonction de la fréquence et seulement pour certaines configurations de la maquette. A présent, nous allons nous livrer à une analyse plus exhaustive des résultats d'ACP et étudier les évolutions de RS_{rivet} en fonction de la longueur des fissures.

L'ACP a été appliquée à toutes les mesures présentées à la figure 3.3. Pour chaque configuration de rivet, la matrice M a été construite avec la mesure obtenue à la fréquence optimale correspondant à la plaque de la fissure. Les résultats de ces ACP sont présentés à la figure 3.6.

On remarque que sur la première composante (\hat{s}_1) figurent systématiquement les deux lobes caractéristiques d'une source de type rivet sain. Sur la deuxième composante (\hat{s}_2), associée à la fissure, le signal devient clairement visible dès lors que la longueur de la fissure atteint 4-5 mm. Une observation plus fine des résultats montre également que les sources des rivets ne sont généralement pas symétriques. Ceci peut provenir du fait que malgré l'utilisation des fréquences qui en pratique maximisent la séparation, celle-ci n'est pas pour autant parfaite d'un point de vue mathématique, si bien qu'une certaine contribution de la fissure peut interférer avec la composante \hat{s}_1 , en particulier quand la taille de la fissure devient non-négligeable devant celle

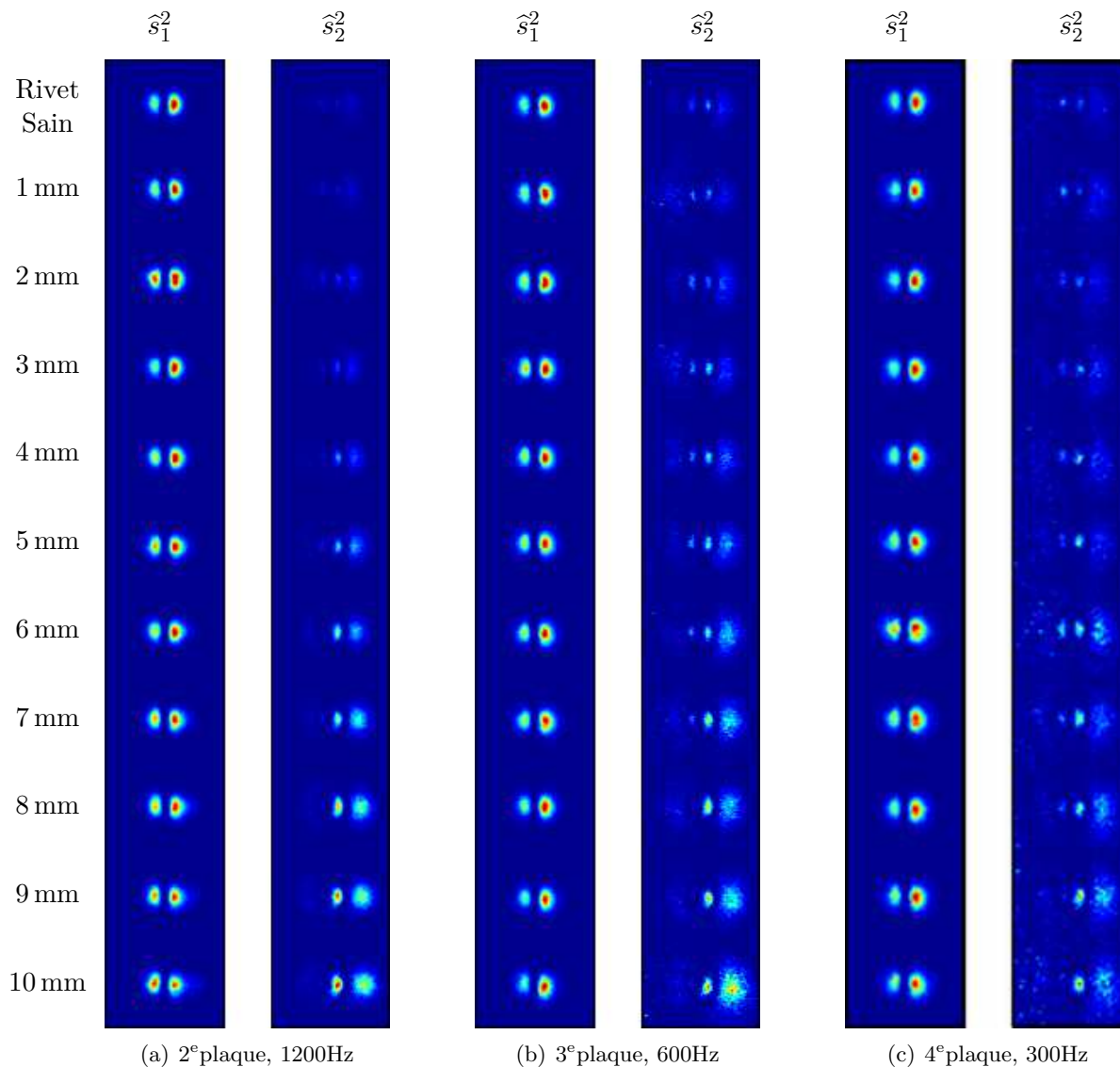


FIG. 3.6 – Images des composantes l'ACP mono-fréquence (module au carré) appliquée sur les mesures présentées sur la figure 3.3. Les images sont représentées en unité arbitraire comprise entre 0 et 1.

du rivet.

Les sources des fissures sont elles mêmes constituées de 2 lobes : l'un est situé à la jointure du rivet et de la fissure, là où se produit la première déviation des CF, l'autre coïncide avec l'extrémité de la fissure.

Les rapports de séparation calculés pour chaque fréquence optimale augmentent avec la longueur des fissures (fig. 3.7). En revanche, pour les petites fissures très enfouies (par exemple, des fissures de longueur inférieure à 4 mm en 4^e plaque), le rapport de séparation reste très voisin de celui d'un rivet sain. Ceci peut s'expliquer par le fait que les fissures sont trop petites et trop enfouies pour être séparées et détectées correctement, les rivets fissurés peuvent alors être confondus avec des rivets sains.

L'ACP mono-fréquence va s'avérer très utile à des fins de classification. Au chapitre 4, nous utiliserons des combinaisons d'ACP à différentes fréquences dans le but de discriminer les diffé-

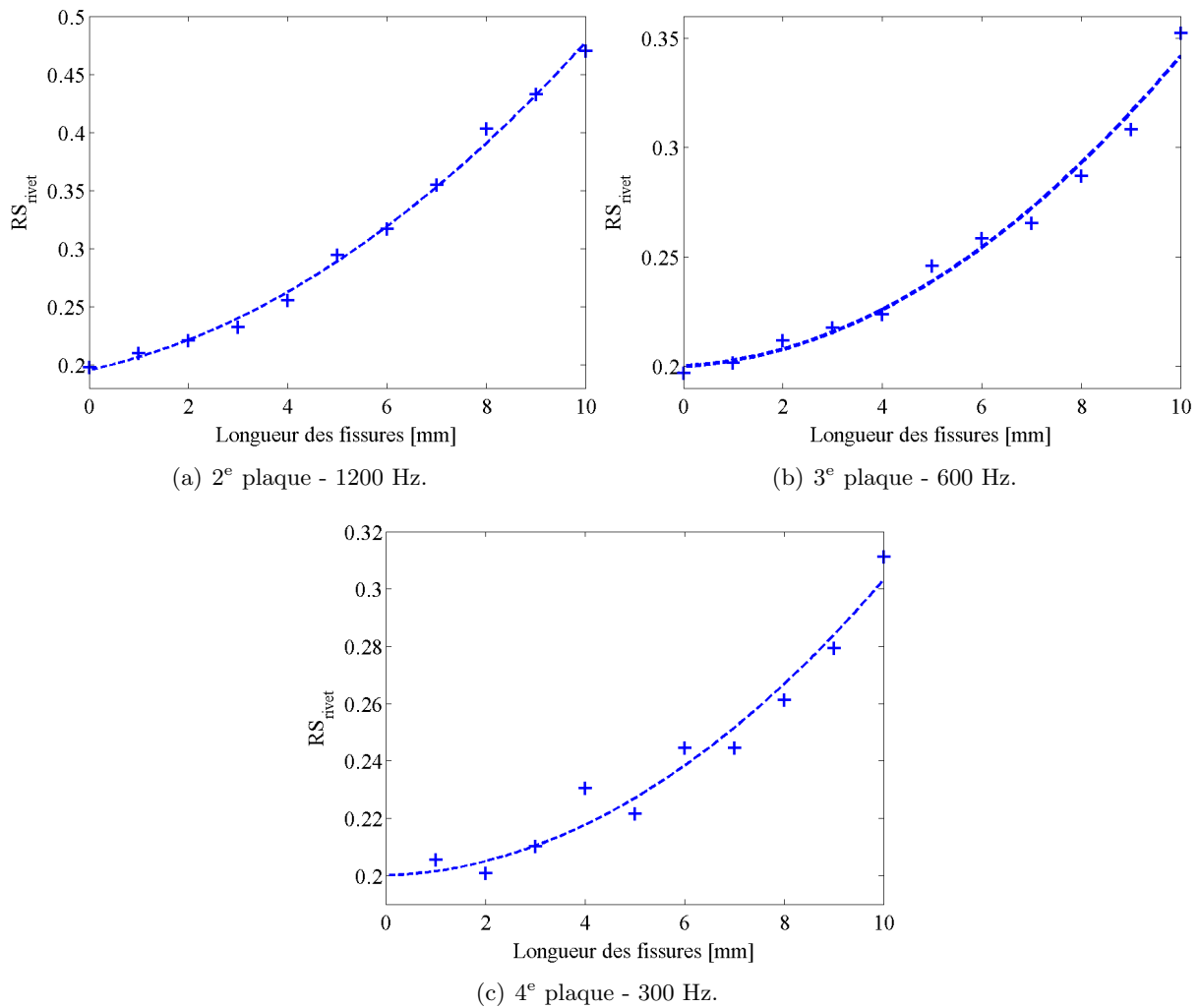


FIG. 3.7 – Rapports de séparation calculés après application de l'ACP aux mesures de la figure 3.3. La longueur « 0 » correspond à un rivet sain.

rentes longueurs et les différentes profondeurs d'enfouissement des fissures.

3.9 ACP multifréquences

Considérons la matrice M constituée des mesures aux fréquences optimales $f_2 = 1200$ Hz, $f_3 = 600$ Hz et $f_4 = 300$ Hz déterminées précédemment (Tab. 3.1) :

$$M = \begin{pmatrix} \Re(\vec{I}_{f_2}) \\ \Im(\vec{I}_{f_2}) \\ \Re(\vec{I}_{f_3}) \\ \Im(\vec{I}_{f_3}) \\ \Re(\vec{I}_{f_4}) \\ \Im(\vec{I}_{f_4}) \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Appliquer l'ACP à M permet d'obtenir la matrice des sources estimées \hat{S} qui contient la source estimée \hat{s}_1 relative au rivet et la source estimée \hat{s}_2 relative à une fissure. D'autres sources peuvent être présentes sur les composantes d'ordre supérieur à 2. La figure 3.8 fournit les images des six sources calculées sur des exemples de rivets présentant une fissure de 6 mm de long tour à tour présente sur une des 3 plaques considérées. Les valeurs propres de l'ACP (normalisées par rapport à la première d'entre elles λ_1) obtenues pour cet exemple sont données au tableau 3.2. Nous pouvons affirmer, d'après les formes des lobes présentés par les images, que la première composante se réfère bien au rivet et la deuxième à la fissure. Sur les composantes suivantes des sources résiduelles de très faibles valeurs propres sont visibles. Pour les valeurs propres très proches de zéro, le cas de l'équation 3.10 peut être considéré et aucune source ne peut leur être associée.

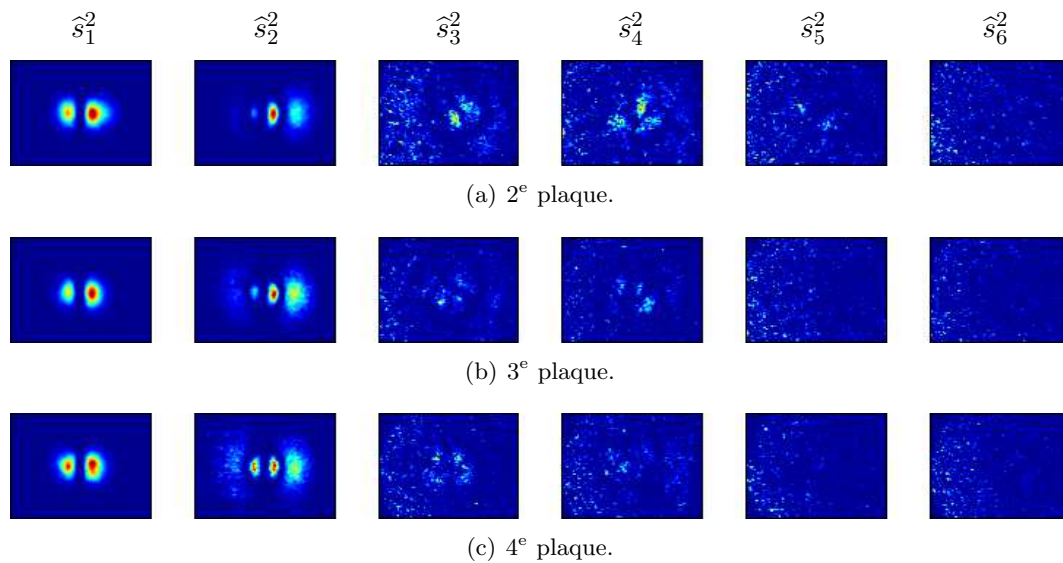


FIG. 3.8 – Résultats complets de l'ACP multifréquences appliquée à trois rivets fissurés, dont la fissure fait 6 mm de long et est tour à tour présente sur une des 3 plaques considérées. Les images sont représentées en unité arbitraire comprise entre 0 et 1.

$\frac{\lambda_n}{\lambda_1} \rightarrow$	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6
2^e plaque	1	0.30	0.068	0.062	0.050	0.047
3^e plaque	1	0.26	0.076	0.066	0.058	0.056
4^e plaque	1	0.24	0.079	0.077	0.067	0.065

TAB. 3.2 – Valeurs propres (normalisées par rapport à λ_1) associées aux cas d'ACP de la figure 3.8.

Au vu de ces résultats, seules les deux (voire trois) premières composantes résultant d'une ACP multifréquences contiennent une information exploitable. C'est pourquoi nous limitons notre analyse des résultats de l'ACP multifréquences étendue à toutes les configurations permises par la maquette d'étude aux trois premières composantes. Les résultats sont présentés à la figure 3.9 et les rapports de séparation sont donnés à la figure 3.10. On constate qu'à l'exception du rivet ayant une fissure de 10 mm en 2^e plaque, la séparation est correctement réalisée sur les deux premières sources. L'exception met en évidence les limites de la méthode. Dans ce cas précis, le fait que l'une des fréquences utilisées (300 Hz) ne soit pas optimale pour la 2^e plaque, dont la fissure est relativement grande, pose problème et conduit à une erreur dans la séparation. Cette erreur est liée à un mauvais respect de la linéarité du mélange qui n'est pas vérifiée pour les grandes fissures qui perturbent la signature du rivet. Toutefois, comme nous pouvons le

constater sur la figure 3.10, le calcul du rapport de séparation pour ce rivet semble correct. Il se trouve que l'erreur dans la séparation a pour effet de légèrement diminuer λ_1 tout en augmentant λ_2 , ce qui augmente sensiblement le rapport de séparation. Il sera alors toujours supérieur au rapport de séparation pour une plus petite fissure. Si la présence d'une fissure est effectivement détectée, il n'en reste pas moins, qu'en ce qui concerne sa caractérisation d'après le critère du rapport de séparation cette fissure pourrait être confondue avec une fissure plus grande. Pour ces configurations, le modèle de traitement proposé atteint donc ses limites, mais ne met pas en péril la détection proprement dite, puisqu'il s'agit de « grandes fissures ».

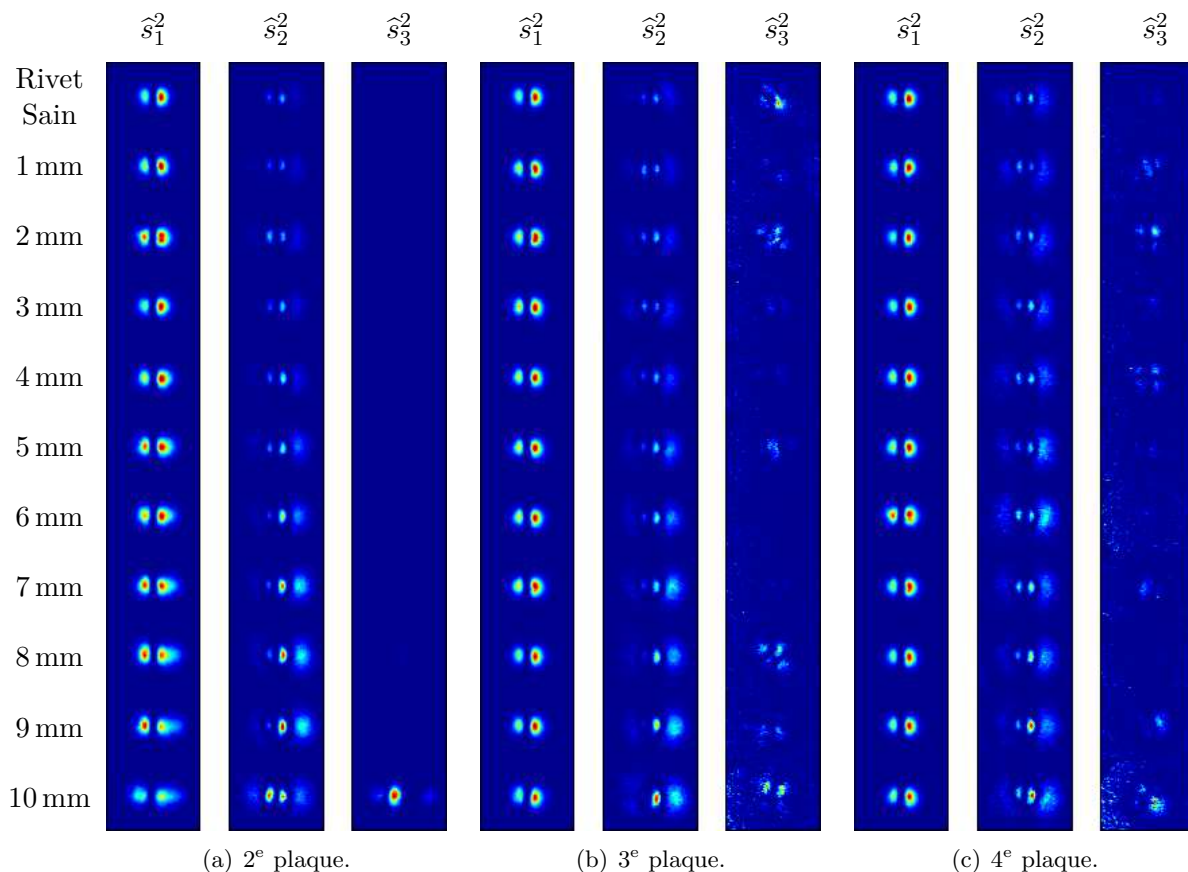


FIG. 3.9 – Résultats de l'ACP multifréquences (3 premières composantes) appliquée à toutes les configurations disponibles. Les images sont représentées en unité arbitraire comprise entre 0 et 1.

L'observation attentive des 3^e composantes peut être intéressante. En effet, pour certaines mesures (par exemple la fissure de 8 mm en 3^e plaque), l'ACP fait apparaître une source sur la 3^e composante dont la forme (d'amplitude très faible) présente des similitudes avec la réponse en champ magnétique tangentielle \vec{H}_y présentée en simulation à la section 2.2.5. On pourrait donc en déduire la présence d'une très légère inclinaison du film IMO et de l'appareil suivant l'axe \vec{y} , rendant le film sensible au champ magnétique \vec{H}_y . En revanche, il ne semble pas y avoir de source correspondant à la composante inductrice \vec{H}_x du champ magnétique. En fait, si l'on observe le champ magnétique tangentiel issu de la simulation (Sec. 2.2.5), on voit que la réponse en champ magnétique \vec{H}_x d'un rivet est composée de lobes latéraux et d'un lobe central. Dans le cas où une inclinaison du film suivant l'axe \vec{x} existe, le champ \vec{H}_x va s'ajouter et se confondre dans le champ \vec{H}_z , créant ainsi une dissymétrie de la réponse du rivet.

L'ACP multifréquences présente l'avantage de permettre la détection des fissures sur la

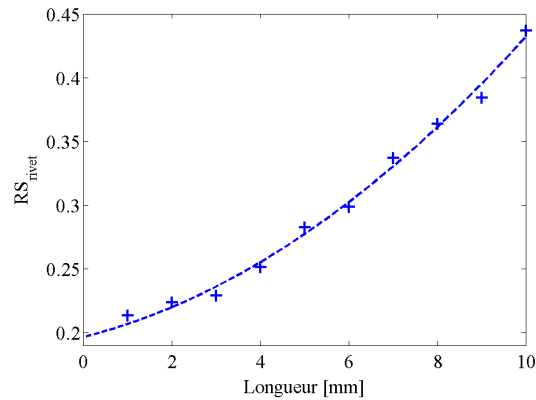
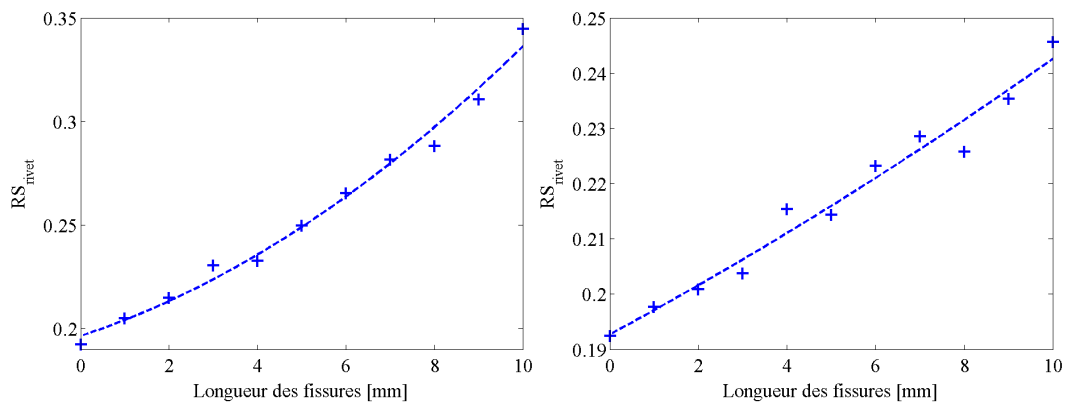
(a) RS_{rivet} pour les rivets fissurés en 2^e plaque.(b) RS_{rivet} pour les rivets fissurés en 3^e plaque. (c) RS_{rivet} pour les rivets fissurés en 4^e plaque.

FIG. 3.10 – Rapport de séparation obtenus après application de l'ACP multifréquences sur les mesure de la figure 3.3.

deuxième composante grâce à un seul calcul (une seule ACP multifréquences par opposition à de multi-ACP monofréquence). En effet, toutes les fissures, quelle que soit leur profondeur et leur longueur située dans la « plage de fonctionnement de l'ACP multifréquences », sont séparées exclusivement sur la deuxième composante. Et nous pouvons constater que pour les petites fissures très enfouies, non seulement les rapports de séparation des ACP multifréquences sont supérieurs à ceux obtenus par ACP mono-fréquence mais encore, ils se distinguent mieux de celui d'un rivet sain. Ceci laisse présager une meilleure détection de ces petites fissures très enfouies par ACP multifréquences.

En contrepartie, cette méthode présente l'inconvénient de ne pas permettre de caractériser finement les fissures. Le fait que tous les résultats de détection de fissures soient projetés sur le même sous-espace empêche la différenciation entre les rapports de séparation et empêche la recherche de la longueur et la plaque des fissures. De plus, comme nous l'avons constaté, l'utilisation d'une fréquence non adaptée à une plaque donnée peut affecter la séparation de sources.

En résumé, l'ACP multifréquences mise en œuvre au moyen de fréquences optimales, au sens défini à la section 3.7, est intéressante à des fins de détection de fissures mais s'avère moins pertinente pour effectuer une caractérisation. Cette méthode sera exploitée au chapitre 4 dans le cadre d'une détection automatique de fissures et d'une caractérisation des performances du système d'imagerie CF.

3.10 Fissures orientées

3.10.1 Introduction

Les fissures étudiées jusqu'à présent étaient toutes orientées parallèlement à l'axe d'alignement de rivets d'une carlingue d'avion (Fig. 3.1). C'est pourquoi jusqu'à présent une seule orientation de l'ICF était utilisée, à savoir celle maximisant l'interaction des courants de Foucault avec ce type de fissures (fig. 3.2(a)). Or, les structures rivetées des avions subissent des efforts dont l'orientation n'est pas uniforme et il arrive qu'apparaissent au pied des rivets des fissures dont l'orientation et le sens soient indéterminés. Il faut être capable de les détecter voire de les caractériser, en particulier en ce qui concerne leur orientation.

C'est pourquoi nous allons mener une étude portant sur la détection de l'angle de fissures orientées (fig. 3.11) quelles que soient leur profondeur et leur longueur.

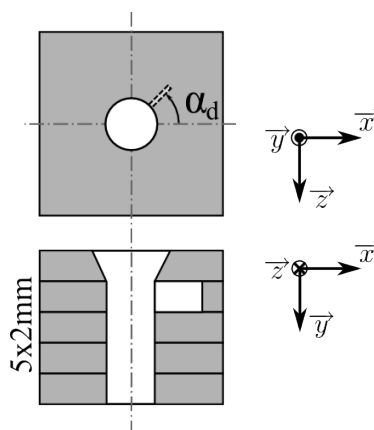


FIG. 3.11 – Représentation d'un rivet fissuré dont la fissure située en 2^e plaque est orientée d'un angle α_d par rapport à l'axe \vec{x} d'alignement des rivets. Les angles des fissures et l'origine sont définis par rapport à cet axe et au sens trigonométrique.

3.10.2 Multi-orientations des courants de Foucault pour l'imagerie de fissures orientées.

Pour détecter des fissures « orientées », nous proposons d'utiliser l'ICF avec un *champ magnétique tournant*, c'est à dire un champ magnétique inducteur et donc des courants de Foucault pouvant être orientés dans deux directions⁴. La première direction est celle qui a été utilisée jusqu'à présent pour toutes les mesures. Elle crée des courants de Foucault perpendiculaires à l'axe d'alignement des rivets (fig. 3.2(a)) et favorise la détection de fissures orientées d'un angle $\alpha_d = 0^\circ$ par rapport à cet axe. La deuxième direction génère des courants de Foucault dirigés selon l'axe d'alignement des rivets (fig. 3.2(b)) et favorise la détection de fissures orientées d'un angle $\alpha_d = 90^\circ$. La combinaison de ces deux orientations devrait a priori permettre de détecter des fissures orientées d'un angle indéterminé. Les mesures obtenues avec deux orientations de CF perpendiculaires peuvent en effet être vues comme des *projections* sur deux axes orthogonaux des informations relatives à la fissure recherchée.

⁴En pratique, l'ICF ne possédant pas, dans sa version actuelle, d'inducteur à champ tournant, il est nécessaire de tourner l'appareil afin de changer la direction des courants.

3.10.3 ACP mono-fréquence et multi-orientations

Dans le cadre de la détection de fissures orientées, nous proposons de construire une matrice M à partir des données obtenues pour les deux orientations de l'ICF précédemment définies. Notons I_f^{\perp} les images issues de l'orientation perpendiculaire à l'axe d'alignement des rivets et I_f^{\parallel} celles issues de l'orientation parallèle à cet axe (le sens des flèches indique le sens des courants de Foucault et f désigne la fréquence de mesure) :

$$M = \begin{pmatrix} \Re \left(\overrightarrow{I_f^{\perp}} \right) \\ \Im \left(\overrightarrow{I_f^{\perp}} \right) \\ \Re \left(\overrightarrow{I_f^{\parallel}} \right) \\ \Im \left(\overrightarrow{I_f^{\parallel}} \right) \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

A titre d'exemple, les mesures obtenues à 1200 Hz par l'ICF sur un rivet dont la fissure d'une longueur de 8 mm enfouie en 2^e plaque est orientée à $\alpha_d = 45^\circ$ sont données à la figure 3.12. La comparaison des images I_{1200}^{\parallel} et I_{1200}^{\perp} dénote une orientation orthogonale des lobes qui s'explique par le sens des CF et leur interaction avec le rivet.

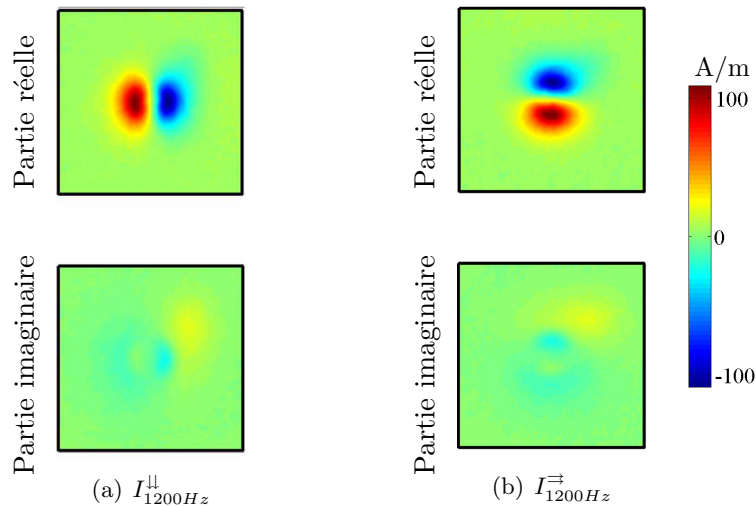


FIG. 3.12 – Mesures à 1200 Hz d'un rivet fissuré avec une fissure orientée de 45° , de longueur 8 mm situé en 2^e plaque.

Après une ACP basée sur la matrice M définie ci-dessus (Eq. 3.19), on obtient les résultats présentés sous forme d'images à la figure 3.10.3.

A première vue, les deux premières composantes d'ACP (\hat{s}_1 et \hat{s}_2) semblent chacune contenir une source correspondant au rivet. Ceci s'explique par le fait que le signal issu du rivet n'est pas localisé au même endroit sur les deux mesures (lobes verticaux et horizontaux), ou ce phénomène n'est pas sans conséquences sur l'ACP qui le traduit comme deux sources différentes.

La fissure apparaît sur la troisième composante, son orientation et sa position étant évidentes (la quatrième composante qui est beaucoup plus faible peut être considérée comme un résidu de séparation incomplète). Cela s'explique par le fait que contrairement au signal du rivet, le

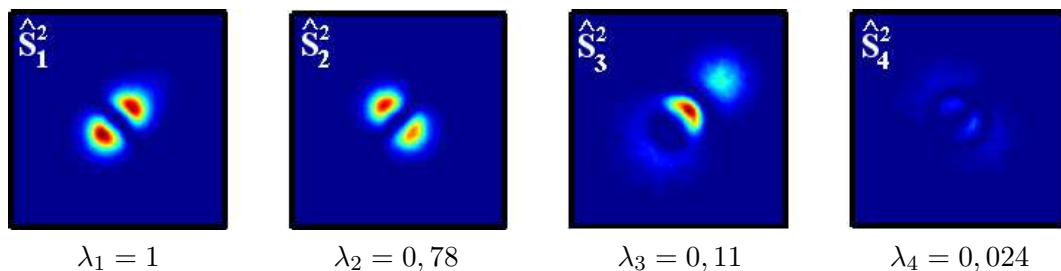


FIG. 3.13 – Résultats de l'ACP pour des mesures d'un rivet fissuré avec une fissure orientée à 45° (Fig. 3.12). Les valeurs propres indiquées sous les composantes sont normalisées par rapport à λ_1 . Les images sont représentées en unité arbitraire comprise entre 0 et 1.

signal de la fissure est localisé physiquement au même endroit sur les deux mesures. Il n'y a donc qu'une seule source visible par l'ACP.

Étant donné que les deux premières composantes correspondent au rivet, leurs énergies peuvent être additionnées afin d'obtenir une représentation complète de la source du rivet sous forme d'une seule image (figure 3.14). Une représentation constituée de deux images, $\hat{s}_1^2 + \hat{s}_2^2$ d'une part et \hat{s}_3^2 d'autre part, peut être adoptée pour représenter respectivement le rivet et la fissure. La quatrième composante n'est pas prise en considération dans cette représentation.

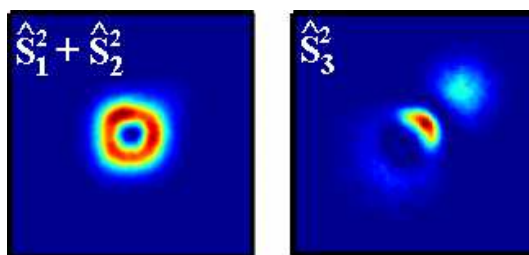


FIG. 3.14 – Représentation complète du rivet et de la fissure séparée, par addition des deux composantes d'énergie correspondante au rivet.

3.10.3.1 Rapport de séparation

Précédemment (Sec. 3.6), un rapport de séparation a été défini dans le cas d'une analyse mono-orientation de CF. Sur ce même principe, nous pouvons définir un rapport de séparation RS_{rivet}^{2D} pour l'analyse à 2 orientations de CF. Pour cela, on se place dans la représentation de la figure 3.14 qui vient d'être proposée :

$$RS_{\text{rivet}}^{2D} = \frac{2\lambda_3}{\lambda_1 + \lambda_2} \quad (3.20)$$

Comme pour le rapport de séparation RS_{rivet} défini pour des ACP mono-orientation, RS_{rivet}^{2D} représente la réjection de la source fissure (λ_3) par rapport à la source rivet ($\frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2}$).

La comparaison de RS_{rivet} et RS_{rivet}^{2D} (Fig. 3.15) montre que ces deux formules donnent des résultats numériquement comparables. Elles pourront donc le cas échéant être utilisées indifféremment dans les mêmes algorithmes post-ACP.

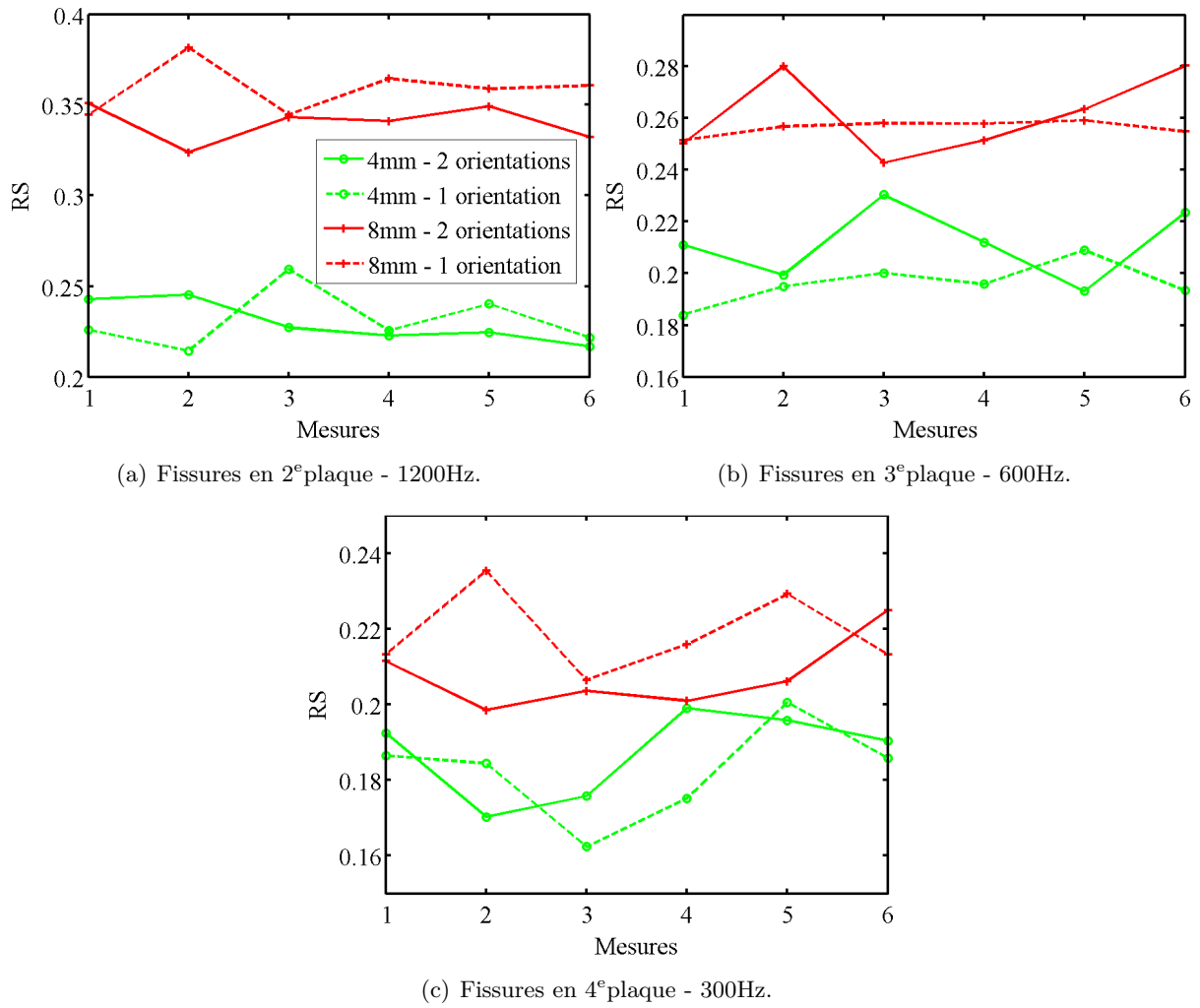


FIG. 3.15 – Comparaison entre RS_{rivet} et RS_{rivet}^{2D} pour des fissures de 4 mm et 8 mm dans les 3 plaques à chaque fréquence optimale.

3.10.3.2 Estimation de l'angle d'orientation du défaut

Nous avons vu que l'ACP mono-fréquence multi-orientations permet d'obtenir des images qui mettent en évidence des fissures orientées. Au delà de cette détection, l'information que contiennent les vecteurs de projection correspondant aux fissures mérite d'être exploitée pour estimer l'angle d'orientation α_d des fissures. D'après l'équation 3.8, la matrice V des vecteurs de projection peut s'écrire :

$$V = \left(\vec{v}_1 \quad \vec{v}_2 \quad \vec{v}_3 \quad \vec{v}_4 \right) \quad (3.21)$$

où \vec{v}_1 et \vec{v}_2 sont les deux vecteurs de projection de la source du rivet, \vec{v}_3 le vecteur de projection de la source de la fissure et \vec{v}_4 le quatrième vecteur du résidu orthogonal à la fissure. En considérant les remarques précédentes sur la proportion de signal caractéristique de la fissure dans chaque mesure et par analyse expérimentale des vecteurs de projections, on en déduit que v_3 et v_4 peuvent s'écrire :

$$(v_3) = \begin{pmatrix} v_{31} \\ a_3 \cdot \cos(\alpha_d) \\ v_{33} \\ a_3 \cdot \sin(\alpha_d) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad v_4 = \begin{pmatrix} v_{41} \\ -a_4 \cdot \sin(\alpha_d) \\ v_{43} \\ a_4 \cdot \cos(\alpha_d) \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

où a_3 et a_4 sont des coefficients tels que $\|\vec{v}_3\| = \|\vec{v}_4\| = 1$. Ce sont deux coordonnées du vecteur v_3 correspondant aux mesures en quadrature qui contiennent l'information sur l'angle de la fissure.

Un problème théorique et expérimental se pose concernant la direction de ces vecteurs propres, qui est arbitraire : la matrice V forme une base orthonormée, directe *ou* indirecte. Il est a priori impossible de savoir dans quel sens seront orientés les vecteurs propres (les coefficients a_n sont positifs ou négatifs). L'étude des vecteurs propres ne peut pas à elle seule nous donner l'angle de la fissure de façon certaine. Une erreur de $\frac{\pi}{2}$ peut apparaître.

Pour résoudre ce problème, une solution simple consiste à déterminer le « cadran » dans lequel se trouve le défaut en calculant l'énergie présente dans chaque cadran et ainsi connaître le signe de $\cos(\alpha_d)$ et $\sin(\alpha_d)$ (Fig. 3.16).

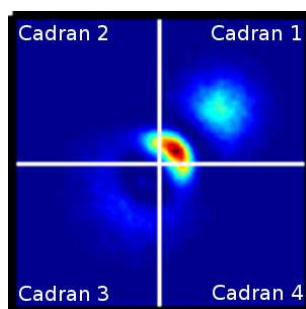


FIG. 3.16 – Cadrans de détection de la source de la fissure orientée servant à la détermination du signe des vecteurs de projection.

La figure 3.17 illustre les résultats de la méthode de calcul de l'angle d'orientation des fissures. L'exemple traité porte sur de rivets fissurés de longueurs 4 mm et 8 mm dont nous avons fait varier l'angle dans l'intervalle $-20^\circ \leq \alpha_d \leq 90^\circ$. On constate un bon accord entre la valeur estimée et la vraie valeur de α_d . Les faibles écarts constatés par rapport à la vraie valeur de l'angle $\alpha_d^{\text{réel}}$, quantifiés dans le tableau 3.3 par le calcul de l'erreur :

$$err = \sqrt{\langle (\alpha_d^{\text{estim}} - \alpha_d^{\text{réel}})^2 \rangle} \quad (3.23)$$

sont dus à des facteurs tels que le bruit de mesure et les défauts de positionnement de l'ICF.

Plaque de fissures	Longueurs	
	4 mm	8 mm
2 ^e	3°	0,7°
3 ^e	3,6°	3°
4 ^e	4,1°	3,7°

TAB. 3.3 – Erreur d'estimation de l'angle des fissures orientées à partir de l'ACP mono-fréquence.

L'exemple traité concerne des orientations de fissures dont nous avons fixé nous mêmes l'angle et la profondeur. La profondeur étant connue, la fréquence de travail a été choisie en conséquence (fréquence optimale). Mais dans le cas d'une estimation en aveugle, c'est-à-dire sur une fissure inconnue, cette méthode mono-fréquence n'est réellement utilisable qu'après avoir estimé la profondeur de la fissure (Chap. 4), ce qui permet de se placer ensuite à la fréquence optimale pour estimer la direction de la fissure.

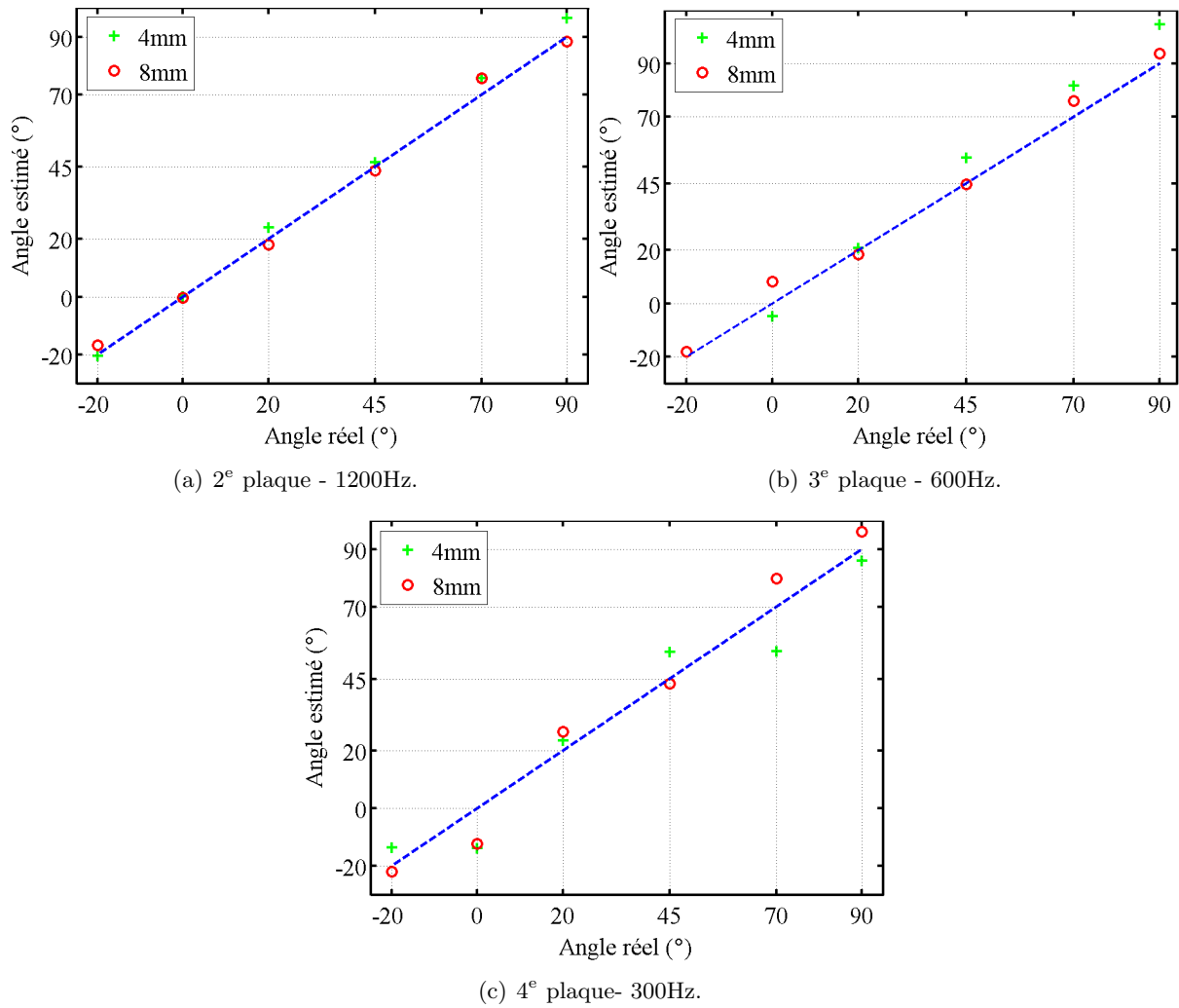


FIG. 3.17 – Estimation de l'angle de fissures orientées à partir de l'ACP mono-fréquence pour les trois plaques d'étude et pour des longueurs de fissures de 4 mm et 8 mm.

3.10.4 ACP multifréquences et multi-orientations

Afin de déterminer l'angle des fissures en aveugle, c'est à dire sans en connaître la profondeur d'enfouissement, on peut avoir recours à l'ACP multifréquences qui fournit simultanément des informations sur toutes les plaques d'étude .

Dans ce cas, la matrice M doit être construite avec les deux orientations d'ICF et les trois fréquences de mesure optimales (Sec. 3.7), ce qui fait six mesures et donc douze images :

$$M = \begin{pmatrix} \Re e \left(\overrightarrow{I_{f_2}^{\downarrow}} \right) \\ \Im m \left(\overrightarrow{I_{f_2}^{\downarrow}} \right) \\ \Re e \left(\overrightarrow{I_{f_2}^{\rightarrow}} \right) \\ \Im m \left(\overrightarrow{I_{f_2}^{\rightarrow}} \right) \\ \vdots \\ \Im m \left(\overrightarrow{I_{f_4}^{\rightarrow}} \right) \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

Après application de l'ACP, sur les douze sources possibles, trois seulement seront utilisées comme ce fut le cas précédemment avec l'ACP mono-fréquence mono-orientation. En nous basant sur les cas de figures considérés à la section précédente, nous obtenons les résultats d'ACP multifréquences multi-orientations de la figure 3.18.

Au regard de ces résultats, cette méthode conduit à des erreurs d'estimation légèrement supérieures à celles d'une ACP mono-fréquence (Tab. 3.4), puisque la localisation spatiale est moins bonne en basse fréquence et que la plus basse fréquence est ici utilisée pour toutes les ACP. De plus, avec cette méthode, le calcul est relativement long et coûteux en mesures puisque douze images sont utilisées alors qu'au final seules trois sont conservées.

Plaques de fissures	Longueurs	
	4 mm	8 mm
2 ^e	6,7°	3,5°
3 ^e	9,5°	4,7°
4 ^e	12,3°	10°

TAB. 3.4 – Erreur d'estimation de l'angle des fissures orientées à partir de l'ACP multifréquences.

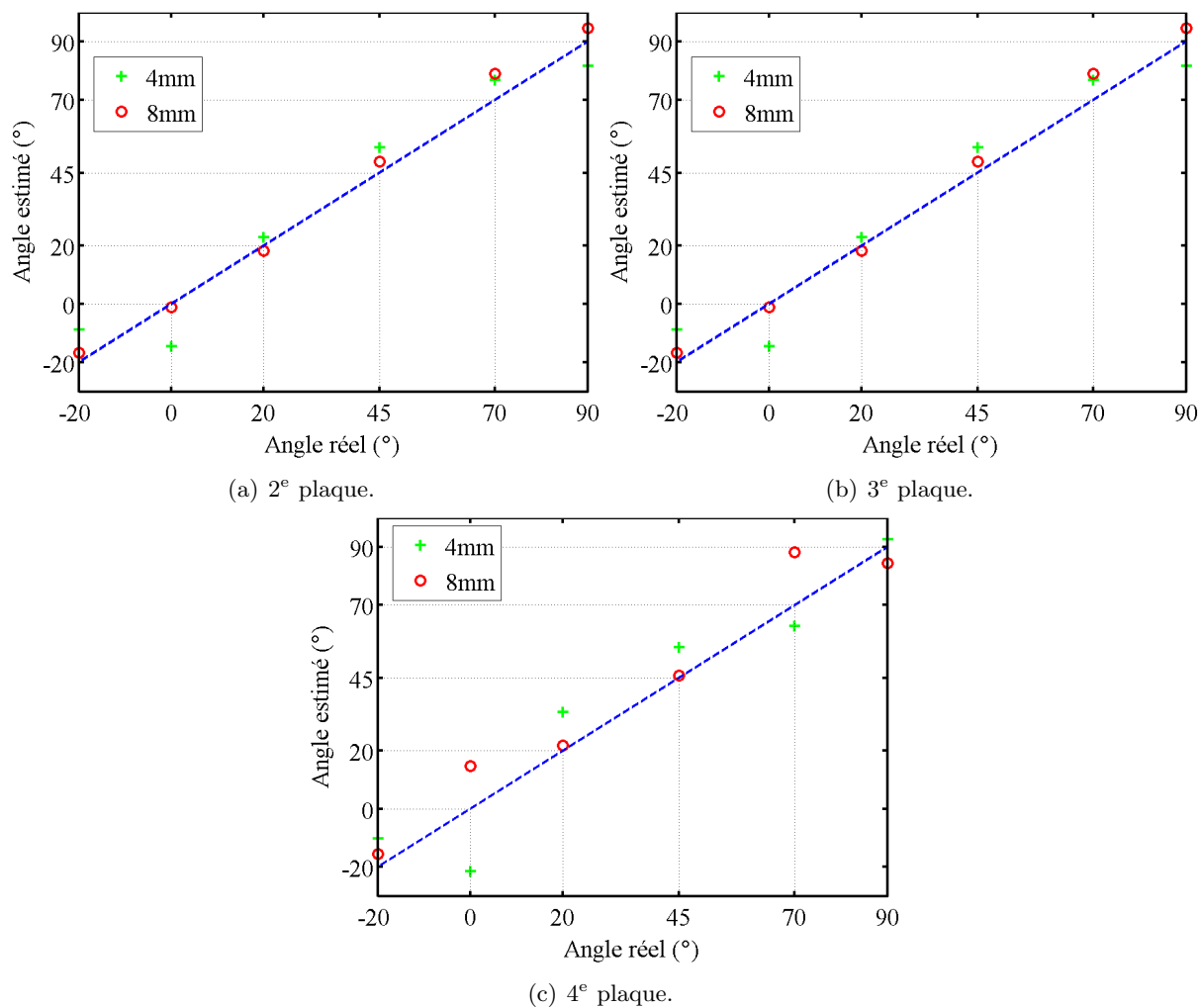


FIG. 3.18 – Estimation de l'angle de fissures orientées à partir de l'ACP multifréquences pour les trois plaques d'étude et pour des longueurs de fissures de 4 mm et 8 mm.

3.11 Robustesse de l'ACP et de l'ICF vis-à-vis des conditions expérimentales

Nous venons de présenter les méthodes d'imagerie à CF pour des structures aéronautiques à joints rivetés. Celles-ci reposent sur l'association d'un instrument d'imagerie, l'ICF, et de techniques de traitement du signal de type ACP. Plusieurs solutions ont été proposées et leur pertinence analysée en regard des problèmes à traiter. Il en ressort par exemple que la mise en œuvre d'une ACP mono-fréquence se prête bien à la caractérisation de fissures, que l'ACP multifréquences est utile pour la détection de fissures tandis que l'ACP multi-orientations offre quant à elle des possibilités en matière de caractérisation de fissures orientées.

Une fois ces techniques proposées, il est légitime de s'interroger sur leur robustesse vis-à-vis des conditions expérimentales dans lesquelles elles sont ou seront mises en œuvre.

Une étude présentée au chapitre 2 (Sec. 2.3) a par exemple mis en évidence le fait qu'un décollement éventuel de l'ICF peut considérablement dégrader l'amplitude et le RSB des signaux mesurés. A titre d'indication, un décollement de 2,6 mm incluant le décollement nominal de l'appareil (protection mécanique de 0,6 mm placée sous le film IMO) affaiblit de 12 dB l'amplitude du signal.

Afin de mieux caractériser l'effet d'un décollement sur le résultat du traitement par ACP de mesures faites avec l'ICF, nous avons traité par ACP une série de mesures réalisées sur des rivets sains pour diverses valeurs d (en mm) de décollement de l'appareil :

$$d \in \{0, 0,5, 1,5, 2,3, 4,2, 5\} + 0,6 \text{ mm} \quad (3.25)$$

On constate une diminution des valeurs propres obtenues à mesure que le décollement augmente tandis que parallèlement le rapport de séparation (défini à la Sec. 3.6) augmente. Ces résultats sont présentés à la figure 3.19, y figurent aussi des régressions exponentielles faites à partir de ces données et extrapolées pour des décollements inférieurs à la valeur nominale expérimentale de 0,6 mm (protection mécanique du film IMO).

La régression exponentielle a été choisie de préférence à une régression quadratique car elle s'accorde mieux aux mesures. En effet, lorsque le décollement devient important, le champ magnétique mesuré tend vers une valeur constante qui dans le cas d'un inducteur parfait serait nulle. Ce comportement se retrouve sur le calcul de l'ACP et particulièrement sur celui de λ_2 , car cette valeur propre est plus faible que λ_1 et que sa valeur tend plus rapidement vers une constante.

Pour le rapport de séparation, nous pouvons constater qu'en deçà de $d = 1,35$ mm il reste stable à 5 % près. Au delà de 1,35 mm le rapport de séparation se met à augmenter rapidement à cause de la différence d'évolution de λ_1 et de λ_2 et la distinction entre rivets sains et fissurés s'en trouve dégradée. Par exemple, une fissure de 1 mm en 2^e plaque présente un rapport de séparation associé de 0,22 (Fig. 3.7), rapport qui correspondrait à un décollement de 1,9 mm (Fig. 3.19), supérieur à un décollement de 1,35 mm.

L'ACP présente donc une certaine robustesse vis-à-vis du décollement, mais un décollement trop élevé augmente de façon importante la valeur du rapport de séparation et donc, les possibilités de détection de fissures et la fiabilité générale de l'ACP. Ainsi, lors des phases d'utilisation in situ, il faudra veiller à ce que l'appareil reste collé au maximum à la structure inspectée.

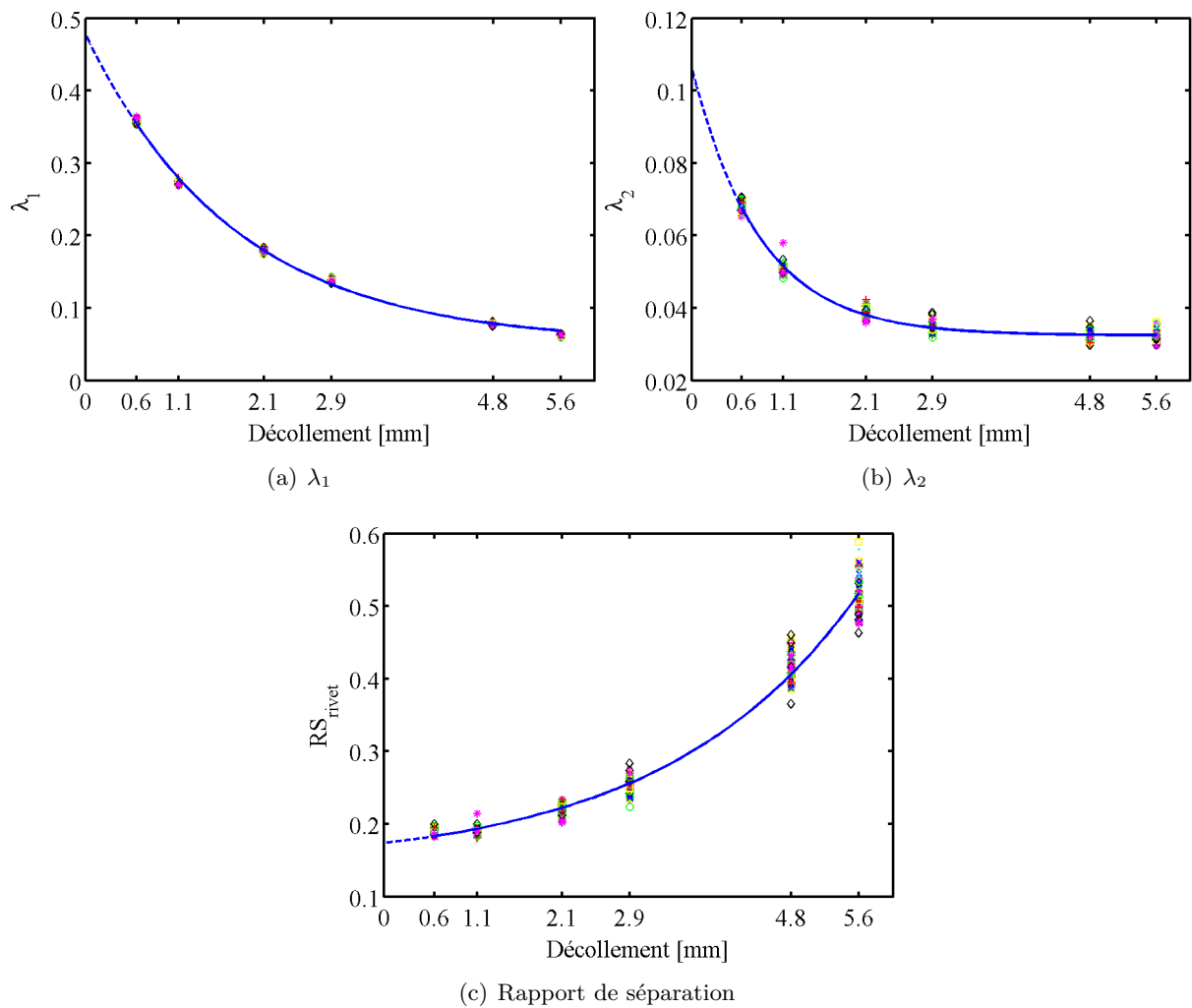


FIG. 3.19 – Valeurs propres et rapports de séparation en fonction du décollement de l'ICF par rapport à la maquette. Les pointillés correspondent aux extrapolations des régressions exponentielles pour des décollements inférieurs aux décollement nominal (0,6 mm).

3.12 Étude d'une maquette de validation

3.12.1 Introduction

Jusqu'à présent, nous avons proposé des solutions d'imagerie à CF dont l'étude a été faite à partir de données expérimentales obtenues sur une maquette de laboratoire (réalisée par nos soins) au moyen d'un ICF qui est un prototype intégré de laboratoire.

Pour valider les méthodes d'imagerie proposées il nous a semblé intéressant d'utiliser à la fois un ICF et une maquette cible différents.

C'est donc le prototype d'ICF intégré autonome développé dans le cadre d'une collaboration avec EADS (Sec. 2.3.9) qui sera utilisé pour les validations. Quant à la cible, il s'agit d'une maquette de laboratoire fournie par EADS qui regroupe une variété de fissures différentes, de plus petites dimensions (Fig. 3.20 et Annexe B). Cette maquette comporte trois rangées de rivets

de part et d'autre d'une rainure. L'annexe B fournit une description de la maquette et affecte aux rivets des coordonnées consistant en une lettre comprise entre A et Z et un chiffre compris entre 1 et 6 désignant respectivement une colonne et une ligne de rivets. Cette maquette est composée de plaques faites dans un alliage d'aluminium de conductivité 18 MS.m^{-1} , ce qui, du point de vue de la profondeur d'inspection, est plus favorable que les 35 MS.m^{-1} de la maquette SATIE. La maquette EADS offre de multiples configurations de rivets sains ou bien fissurés. Les fissures sont situées dans les trois premières plaques, elles sont orientées selon l'axe d'alignement des rivets et leur longueur varie de 2 mm à 8 mm. Certains rivets présentent deux fissures symétriques, voire une fissure s'étendant jusqu'au rivet voisin. En outre, les fissures situées en première plaque ont des caractéristiques particulières : non seulement elles naissent sous la tête des rivets (Fig. 3.20) ce qui est très défavorable à leur détection, mais encore, elles ne sont pas débouchantes et sont de ce fait invisibles à l'œil nu. Ajoutons que l'ouverture des fissures, réalisées par électroérosion, est de $200 \mu\text{m}$; elles sont donc plus minces que celles de la maquette SATIE et plus proches des véritables fissures apparaissant sur un avion. Enfin, la maquette possède une rainure centrale dont l'influence des effets de bords sur les mesures de rivets pourra être étudiée, ce qui n'était pas le cas précédemment.

Pour la validation de nos techniques, la maquette EADS offre donc une variété de cas de figures intéressante. Pour autant, elle ne permet pas d'aller jusqu'à réaliser une étude exhaustive de l'influence des variations de chaque paramètre indépendamment des autres. Ce n'est donc pas à une étude systématique que nous allons nous livrer mais à celle de quelques configurations particulières mais néanmoins significatives qui vont nous permettre de valider les techniques de séparation de sources dans ce chapitre.

Mais au préalable il est nécessaire de déterminer les fréquences auxquelles faire les mesures.

3.12.2 Choix des fréquences de mesure

A la section 3.7, nous avons proposé une méthode pour déterminer a priori les fréquences de travail les plus appropriées (fréquences des courants induits par l'ICF) à l'application de l'ACP aux mesures. Cette méthode consiste à calculer les fréquences pour lesquelles le déphasage $\Delta\varphi$ entre les courants de Foucault présents en haut de la cible et ceux présents en bas de la plaque considérée est de -90° . Les quatre fréquences « optimales » nécessaires à l'inspection des quatre plaques de la maquette fournie par EADS ont été calculées par cette méthode (Tab. 3.5).

Plaque	Fréquence	Profondeur pour $\Delta\varphi = -90^\circ$ [mm]	δ [mm]
1 ^{re} (0 → 2,5 mm)	5500 Hz	2,5	1,6
2 ^e (2,5 → 6,5 mm)	850 Hz	6,4	4,1
3 ^e (6,5 → 9 mm)	450 Hz	8,7	5,6
4 ^e (9 → 13 mm)	200 Hz	13	8,4

TAB. 3.5 – Fréquences calculées pour l'inspection de la maquette EADS.

3.12.3 Imagerie de fissures situées en première plaque

Comme évoqué ci-dessus, les configurations des fissures situées en première plaque sur la maquette EADS les rendent particulièrement difficiles à détecter, principalement parce qu'elles s'amorcent sous la tête biseautée du rivet. En outre, sur les trois différentes fissures présentes

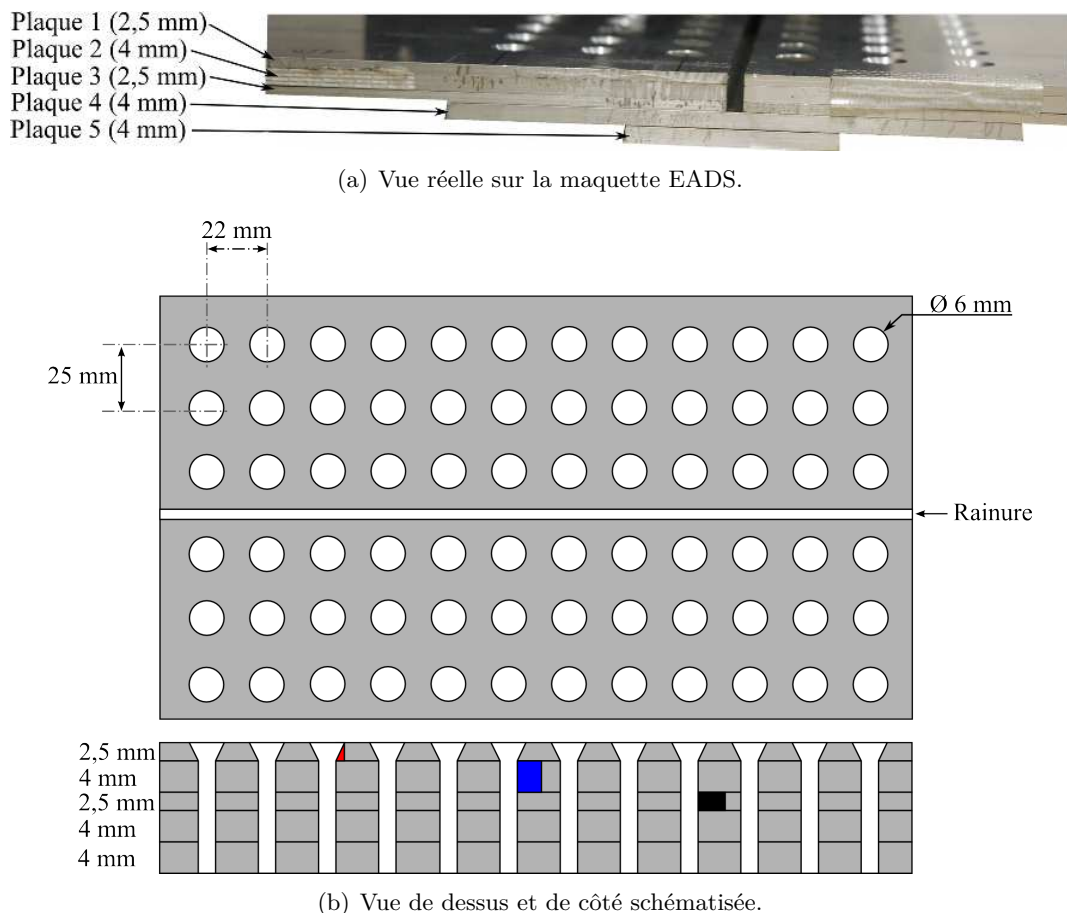


FIG. 3.20 – Maquette EADS.

en première plaque, deux, dont l'une est une double fissure, font seulement 2 mm de long. La troisième fissure mesure 4 mm de long (Fig. 3.21).

Dans le cas présent, ce sont les rivets de R5 à Z5 que nous analysons, parmi eux ce sont les rivets S5, W5 et Y5 qui sont fissurés. La figure 3.21 fournit d'une part les images mesurées avec l'ICF pour chacune des quatre fréquences « optimales » et d'autre part les images qui en résultent après ACP multifréquences.

Une première remarque s'impose à la vue de ces images, et particulièrement pour celles correspondant aux rivets Y5 et Z5 situés le plus à droite sur la figure, c'est-à-dire celles qui correspondent aux rivets qui se trouvent le plus près du bord de la maquette. Ces images sont inclinées : il s'agit là d'un effet de bord qui n'aurait pas lieu d'être en situation réelle. Une seconde remarque s'impose, avant ACP aucune dissymétrie flagrante n'est visible sur les images et aucun diagnostic sur l'état des rivets n'est possible et ce, y compris à 5500 Hz, fréquence optimale pour l'inspection de la première plaque.

Après ACP, la fissure de 4 mm (W5) est nettement visible et dans une moindre mesure la double fissure de 2 mm (S5), bien que cette configuration soit défavorable pour l'ICF faute de dissymétrie du rivet fissuré. En revanche, aucune conclusion évidente ne peut être tirée concernant le rivet Y5 et ce, à cause de la très petite longueur de la fissure associée et des effets de bord qui rendent l'ACP inopérante. Il reste que les performances de la méthode d'imagerie proposée peuvent être considérées comme satisfaisantes compte tenu de la sévérité des cas considérés. On peut par ailleurs gager qu'elle permettrait également de détecter des défauts de longueur

supérieure à 4 mm.

3.12.4 Imagerie de fissures situées en deuxième plaque

Pour le contrôle de rivets ayant une fissure enfouie en deuxième plaque, à 2,5 mm de profondeur et sur une épaisseur de 4 mm, les quatre cas traités sont décrits à la figure 3.22. Celle-ci fournit également et sous la même forme que pour l'étude faite en première plaque, les résultats de l'imagerie réalisée.

L'ACP multifréquences met en évidence toutes les fissures existantes, qu'une configuration symétrique défavorise ou non leur détection, comme c'est le cas pour le rivet E5.

Les bons résultats obtenus s'expliquent par le fait que les signaux à la fréquence de 5500 Hz fournissent des informations concernant la première plaque, laquelle est saine et contribue à la bonne séparation de la source liée au rivet sain. Ils s'expliquent également par le fait qu'aux fréquences à 200 Hz, 450 Hz et 850 Hz, auxquelles les courants pénètrent soit dans la plaque présentant des fissures, soit dans des plaques saines enfouies, on peut considérer que les hypothèses postulées par l'ACP sont correctement respectées.

Le cas du rivet I5 mérite une attention particulière. Si l'anomalie de ce rivet, dont la fissure se propage jusqu'au rivet voisin (H5), est nettement mise en évidence par l'ACP, c'est en raison de la forte déviation subie par les CF qui se trouvent confrontés à une rupture de conductivité. Ainsi, la présence d'une fissure se propageant entre deux rivets est patente sur les images post ACP. Toutefois, il est intéressant de noter que la source \hat{s}_1 (rivet) est également affectée par cette fissure, ce qui montre la limite de validité des hypothèses de linéarité pour le cas de « grands défauts ».

3.12.5 Imagerie de fissures situées en troisième plaque

Le dernier exemple traité afin de valider les méthodes d'imagerie proposées porte sur des fissures situées en troisième plaque (Fig. 3.23). Ces fissures sont enfouies à 6,5 mm de profondeur et font 2,5 mm de hauteur. Si d'un côté la sensibilité de l'ICF est considérablement réduite à ces profondeurs, de l'autre, le fait que les hypothèses postulées par l'ACP soient bien respectées permet d'obtenir de bons résultats. La fissure de 8 mm de long (R2) est ainsi mise en évidence après ACP, alors que sur les images en sortie de l'ICF, même sur celles à la fréquence de 450 Hz pénétrant la plaque 3, elle ne l'était pas.

Quant à la fissure propagée du rivet U2 au rivet V2, difficilement décelable avant ACP, elle ressort clairement après, comme dans le cas d'une fissures se propageant entre deux rivets et située en deuxième plaque. Ici, la source \hat{s}_1 est identique à celle d'un rivet sain, et nous pouvons en conclure que la linéarité est bien respectée dans ce cas (fissure plus enfouie), contrairement au cas des rivets H5-I5 vu à la section précédente.

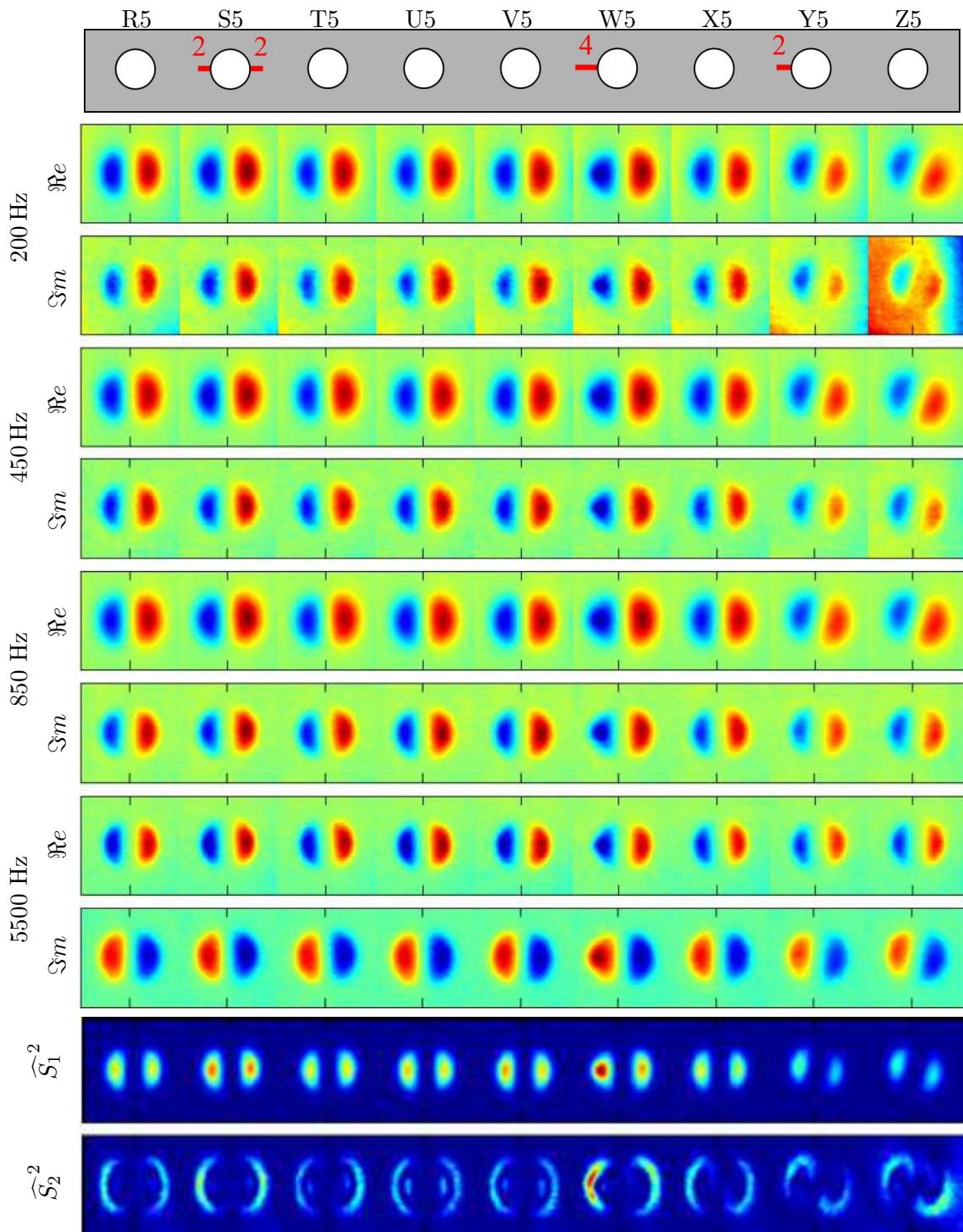


FIG. 3.21 – Mesure et ACP multifréquences de rivets sains et fissurés en 1^{re} plaque. Les images sont représentées en unité arbitraire comprise entre 0 et 1.

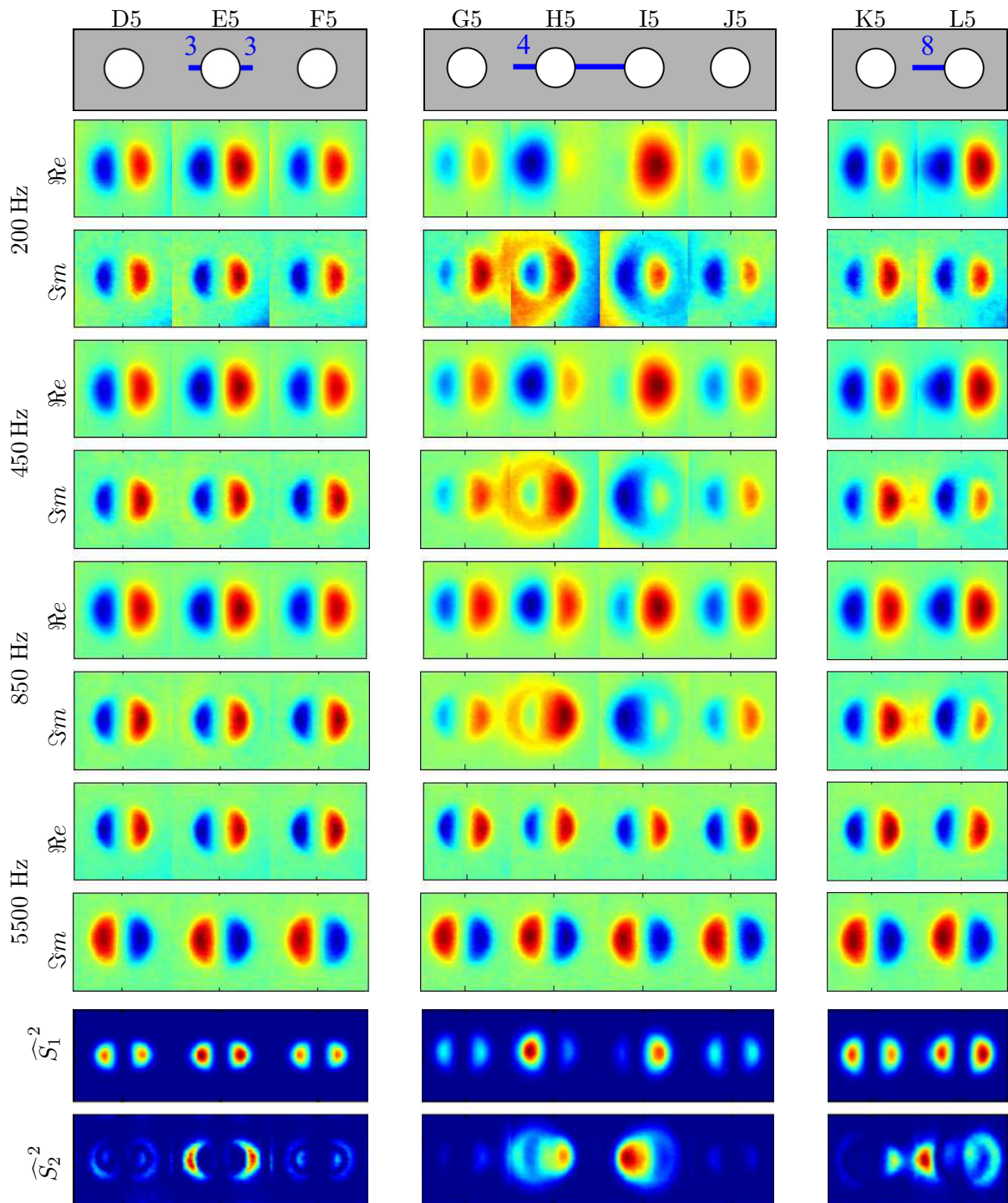


FIG. 3.22 – Mesures et ACP multifréquences de rivets sains et fissurés en 2^e plaque.

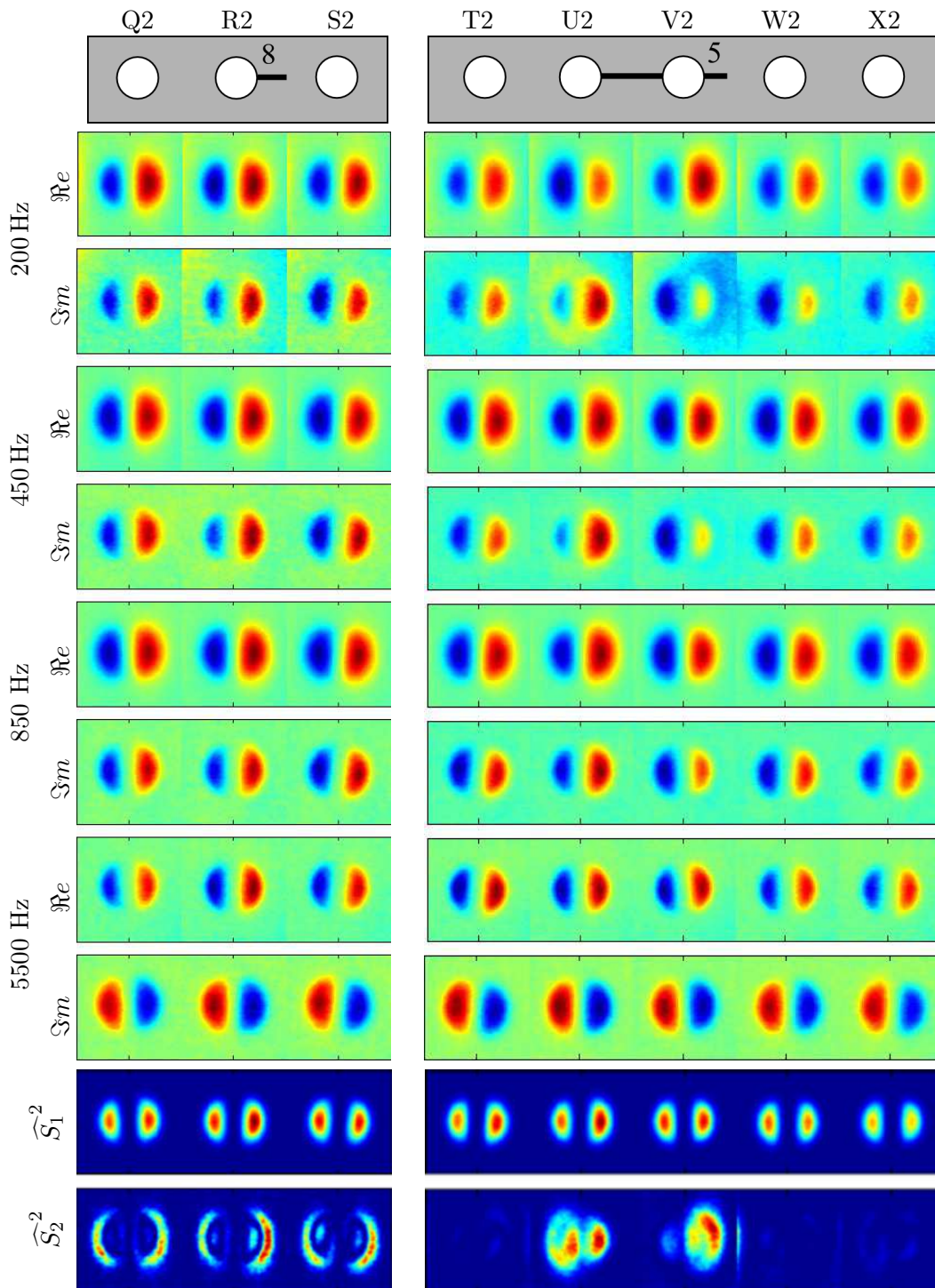


FIG. 3.23 – Mesures et ACP multifréquences de rivets sains et fissurés en 3^e plaque.

3.12.6 Effets de bord.

Nous allons étudier dans cette section l'effet de la rainure de la maquette EADS sur l'image brute de mesure, qui, en tant que rupture franche de conductivité, empêche le passage des courants de Foucault et dévie leur trajectoire. Le premier effet se voit sur les mesures de la ligne de rivet n°5. Un exemple de mesure est donné sur la figure 3.24, où le rivet central est le rivet W5.

Sur cette mesure, nous pouvons remarquer l'effet de la rainure des plaques rivetées : les réponses des rivets centraux sont bien alignées verticalement, alors que celles des rivets situés sur les côtés en bas de la zone de mesure sont inclinées et déviées. Ceci est dû à une déformation de la distribution des CF qui est affectée à distance par la rainure.

L'effet de bord est encore plus net sur des mesures de rivets de la ligne 3 ou 4 (Fig. 3.25), où l'effet de la déviation des lignes de courants devient presque prépondérante sur les signatures des rivets.

La rainure a un effet néfaste sur les mesures sans cadrage. Pour une utilisation sur site, une étude devra être faite afin de s'affranchir de ces « effets de bord », on peut envisager par exemple d'utiliser des algorithmes de post-traitement supplémentaires, ou d'utiliser des directions particulières d'ACP susceptibles de fournir des informations sur l'effet de bord.

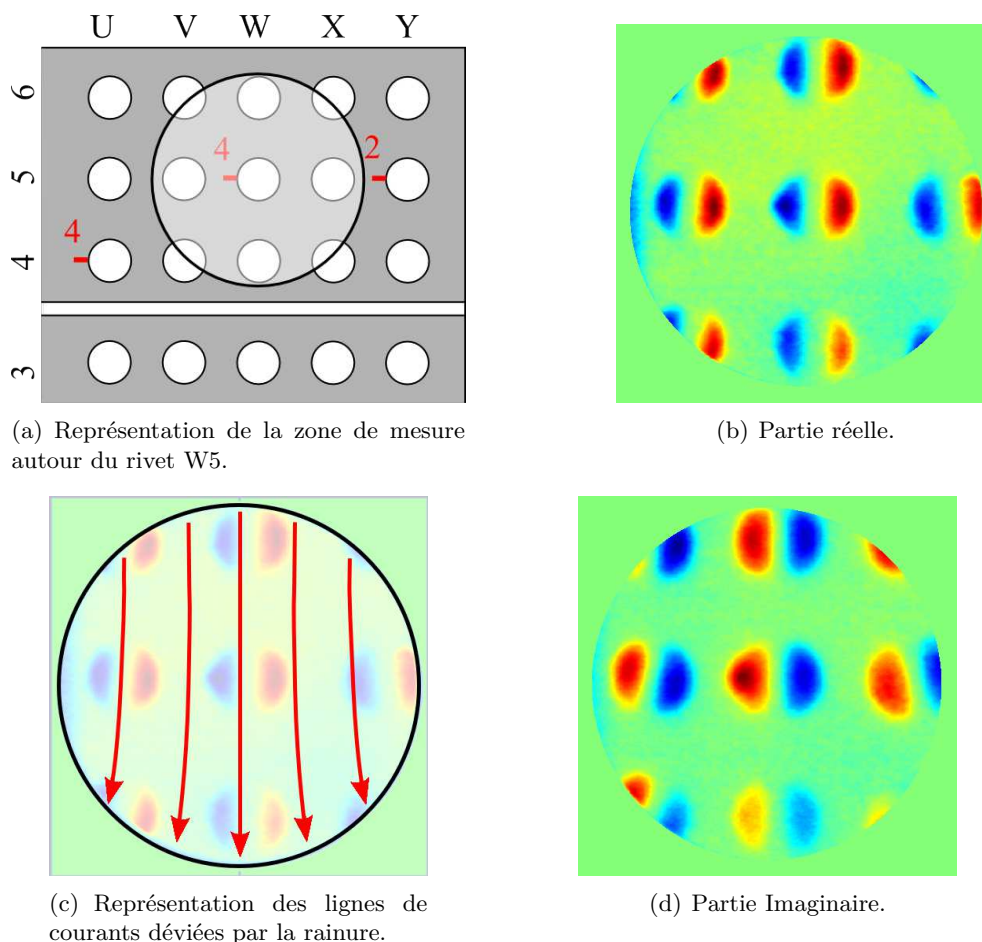
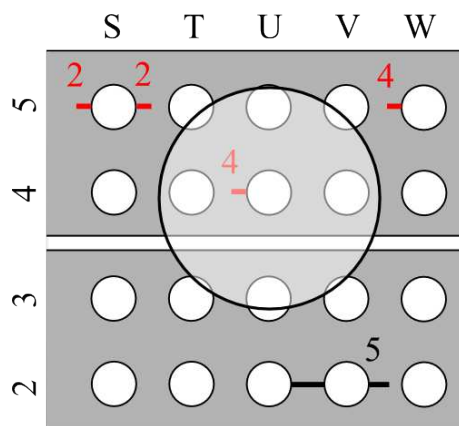
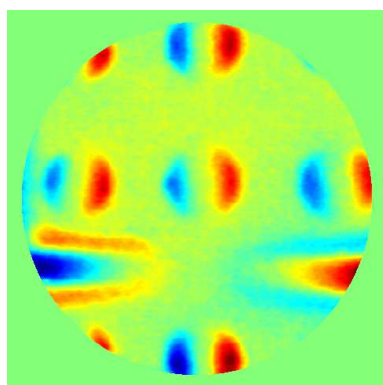


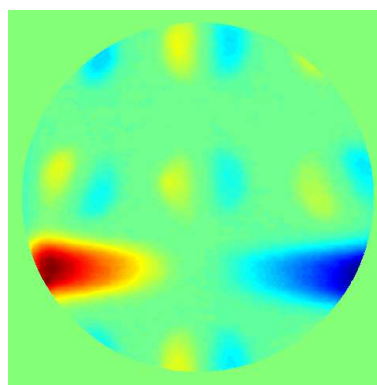
FIG. 3.24 – Mesure de rivets de la maquette EADS à $f=5500$ Hz, centrée sur le rivet W5 et schématisation de la direction des courants de Foucault.



(a) Représentation de la zone de mesure autour du rivet U4.



(b) Partie réelle.



(c) Partie imaginaire.

FIG. 3.25 – Mesure de rivets de la maquette EADS à $f=5500$ Hz, centrée sur le rivet U4 permettant de visualiser l'effet de la rainure.

3.12.7 Conclusion

L'analyse d'une nouvelle maquette à joints rivetés nous a permis de valider l'intérêt d'utiliser l'ACP et d'en confirmer les performances en matière de détection de fissures enfouies en profondeur. Nous avons également pu tester des cas spéciaux comme des doubles fissures ou des fissures propagées entre deux rivets qui montrent également la pertinence de la méthode proposée.

En outre, l'effet de bord dû à la rainure des plaques rivetées se révèle être un problème important qu'il faudra résoudre, soit en amont en modifiant la géométrie de l'ICF, soit en aval à l'aide d'algorithmes optimisés pour ce type de problème. A ce titre, des travaux futurs pourraient s'attacher à développer une ACP multi-orientations dans laquelle certaines composante seraient uniquement représentatives de l'effet de la rainure.

3.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé plusieurs méthodes d'imagerie de structures aéronautiques à joints rivetés associant imagerie par courants de Foucault et analyse en composantes

principales. Le traitement du signal par ACP vise à améliorer le diagnostic d'intégrité et la caractérisation des structures imagées par rapport aux résultats obtenus directement à partir d'images « brutes » fournies par un ICF. L'idée de pratiquer une ACP est fondée sur celle selon laquelle on peut considérer les images obtenues par un ICF comme le fruit de deux sources séparables, associées respectivement au rivet et à sa fissure, si elle existe ; tout le but de l'ACP consistant à séparer ces sources. La mise en œuvre d'une ACP suppose que le problème traité respecte des hypothèses de linéarité et d'orthogonalité. La mesure dans laquelle ces conditions sont effectivement satisfaites par les images traitées est déterminante pour la qualité de la séparation de sources. Nous avons mis en évidence le fait que pour chaque structure inspectée il existe un choix optimal des fréquences des courants de Foucault induits. Ce sont les fréquences pour lesquelles les images obtenues au moyen d'un ICF respectent le mieux les hypothèses inhérentes à l'ACP. Nous avons d'ailleurs proposé une méthode qui, à partir des caractéristiques (dimensions et conductivité) de la structure à imager, permet de déterminer quelle est la série de fréquences optimales. Connaissant les fréquences optimales, il existe plusieurs façons de mettre en œuvre l'ACP. Nous proposons le choix entre trois méthodes : l'une à base d'ACP mono-fréquence (à proprement parler multi ACP mono-fréquence), l'autre à base d'ACP multifréquences et enfin une technique multifréquences / multi-orientations. D'après nos travaux, l'ACP mono-fréquence est, en règle générale, la plus indiquée pour classifier les défauts et l'ACP multifréquences présente de bonnes performances en matière de détection de défauts. Quant à la techniques multifréquences/multi-orientations sa finalité est la caractérisation de défauts orientés.

Les études ayant participé de l'élaboration de ces différentes méthodes d'imagerie associant ICF et ACP s'appuient sur des mesures réalisées avec un ICF intégré de laboratoire sur une maquette de laboratoire représentative d'une structure aéronautique à joints rivetés.

Pour mettre à l'épreuve les méthodes proposées nous avons choisi d'utiliser un ICF et une maquette différents.

Les résultats obtenus ont permis de valider la méthode à base d'ACP multifréquences pour l'analyse de structures rivetées présentant des défauts à différents niveaux d'enfouissement. Cette étude de validation a également mis en lumière le problème posé par les effets de bord occasionnés notamment par les jointures des assemblages rivetés.

Chapitre 4

Caractérisation de rivets

4.1 Introduction

Au chapitre précédent, nous avons démontré que les méthodes de séparation de sources exploitant l'ACP des images fournies par l'ICF permettent :

- de mettre en évidence de manière efficace la présence de fissures enfouies même pour de faibles dimensions par ACP multifréquences,
- de fournir des informations pertinentes sur leur longueur et leur position par multi-ACP mono-fréquence.

Dans les deux cas, nous avons déterminé les fréquences optimales qui maximisent les performances des ACP et proposé une méthode générale qui permet d'en déterminer a priori leur nombre et leur valeur en fonction de la géométrie et des caractéristiques électriques de l'assemblage riveté à inspecter.

Pour inspecter un avion, on peut envisager que les deux méthodes d'ACP soient appliquées à l'ensemble des rivets, l'une fournissant le diagnostic d'intégrité des rivets (détection) et l'autre la classification de la fissure éventuellement détectée. Néanmoins, en partant du principe qu'il y a statistiquement beaucoup plus de rivets sains sur un aéronef qu'il n'y a de rivets défectueux, il est envisageable de procéder à la détection de fissures sur tous les rivets et de n'appliquer la méthode de classification qu'aux seuls rivets jugés défectueux. Cette démarche est d'autant plus pertinente que d'une part, elle permet de réduire les temps de calcul et que d'autre part, les résultats obtenus au chapitre 3 nous laissent penser que l'ACP multifréquences est plus efficace pour la détection des petites fissures. Dans le cas de la caractérisation sur une cible à 3 plaques enfouies, le processus complet de caractérisation ainsi mis en place peut être décrit par le synoptique de la figure 4.1.

Toutefois, afin d'optimiser le processus de caractérisation (détection + classification de fissures) des rivets en termes de rapidité, de robustesse et d'automatisation, nous proposons dans ce chapitre de recourir à une approche probabiliste bayésienne (maximum de vraisemblance). Naturellement, ceci suppose de disposer de données statistiques sur les rivets à inspecter (connaissances a priori).

Ce chapitre est donc consacré à la mise en œuvre d'un processus de caractérisation associant des techniques d'ACP à des techniques de décision automatique par maximum de vraisemblance.

Dans un premier temps, nous nous intéresserons à la détection automatique des fissures puis dans un deuxième temps, à la classification selon leur longueur et leur position d'enfouissement. Enfin, dans chaque cas, nous quantifierons les performances de caractérisation de fissures obtenues.

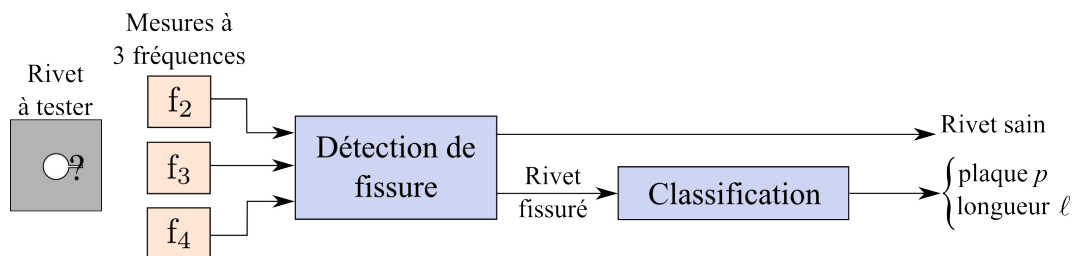


FIG. 4.1 – Synoptique général du processus de caractérisation des fissures.

4.2 Processus de détection de rivets fissurés.

4.2.1 Formulation du problème de détection

Le synoptique du processus de détection est donné à la figure 4.2. La technique de séparation de source exploitée est ici l'ACP multifréquences présentée à la section 3.9 du chapitre 3. C'est ensuite aux résultats des calculs des rapports de séparation RS_{rivet} obtenus que sera appliquée la méthode d'estimation au sens du maximum de vraisemblance qui fournira de façon automatique le diagnostic d'intégrité du rivet analysé. Comme l'indique la figure 4.2, la méthode du maximum de vraisemblance suppose que l'on dispose de connaissances « a priori » sur le problème considéré. Ces connaissances sont de nature statistique. Dans notre problème, il s'agit de savoir a priori quels sont les rapports de séparation moyens correspondant à un rivet sain, ceux correspondant aux différents types de rivets fissurés recherchés et la fonction de distribution statistique du bruit. Pouvoir appliquer la méthode du maximum de vraisemblance à notre problème suppose donc d'avoir procédé au préalable à une étape de calibration de l'ICF et de l'ACP multifréquences sur un certain nombre d'échantillons de la cible à inspecter.

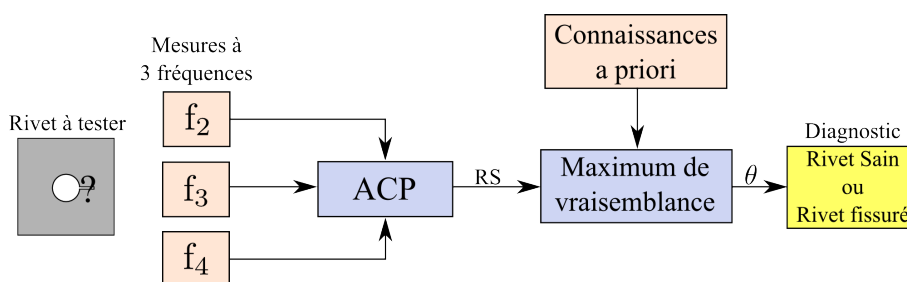


FIG. 4.2 – Synoptique du processus de détection de fissure enfouies.

Le problème est de déterminer si le rivet analysé correspond à un des deux cas suivants décrits par le paramètre de diagnostic θ :

- $\theta = 0$: absence de fissure
- $\theta = 1$: présence d'une fissure

Le but recherché ici est uniquement de déterminer si une fissure est présente ou non par l'estimation $\hat{\theta}$ de θ , il n'est nullement question ici d'estimer sa longueur ou sa profondeur.

C'est à partir de la fonction de vraisemblance $L(\theta)$ [Rao65] que nous allons réaliser l'estimation de θ (Eq. 4.1). Cette fonction de vraisemblance peut s'exprimer à partir de la densité de probabilité du rapport de séparation RS_{rivet} sachant θ selon :

$$L(\theta) = f(RS_{\text{rivet}}|\theta) \quad (4.1)$$

Si nous définissons le rapport de vraisemblance LR comme le rapport de la vraisemblance $L(1)$ de la présence d'une fissure sur la vraisemblance $L(0)$ de l'absence de fissure,

$$LR = \frac{L(1)}{L(0)} \quad (4.2)$$

la décision à prendre sur la présence ou non d'une fissure peut s'exprimer sous la forme du diagnostic suivant :

$$\begin{cases} \hat{\theta} = 0 & \text{si } LR < 1 \\ \hat{\theta} = 1 & \text{si } LR \geq 1 \end{cases} \quad (4.3)$$

On peut distinguer quatre catégories possibles de résultats quant à l'estimation du paramètre θ . Nous les définissons au tableau 4.1.

Paramètre estimé	Paramètre réel	
	$\theta = 0$: absence de fissure	$\theta = 1$: présence de fissure
$\hat{\theta} = 0$: absence de fissure	Non-détection correcte	Non-détection erronée
$\hat{\theta} = 1$: présence de fissure	Fausse alarme	Bonne détection

TAB. 4.1 – Critères de détection et de non-détection.

L'élaboration du diagnostic passe donc par la détermination des densités de probabilités $L(0) = f(RS_{\text{rivet}}|0)$ et $L(1) = f(RS_{\text{rivet}}|1)$ des rapports de séparation dans le cas des rivets sains et des rivets fissurés.

Nous pouvons séparer les données de notre problème en deux catégories : d'un côté les données issues de rivets sains et de l'autre les données issues de rivets fissurés.

Pour un rivet sain et sous l'hypothèse d'un bruit additif B (bruit résiduel après ACP multi-féquences) représentant les variations que l'on peut constater d'un cas de rivet sain à un autre, le rapport de séparation RS_{sain} peut s'écrire :

$$RS_{\text{sain}} = D_0 + B \quad (4.4)$$

où D_0 est le rapport de séparation moyen obtenu statistiquement pour un rivet sain.

De la même manière, pour un rivet fissuré, de longueur ℓ , situé en plaque p , et toujours sous l'hypothèse d'un bruit additif B résiduel après ACP, le rapport de séparation peut s'écrire :

$$RS_{p\ell} = D_1 + B \quad (4.5)$$

où D_1 est le rapport de séparation moyen pour la fissure considérée.

Or, d'après les relevés statistiques que nous avons faits (Sec. 4.3) sur l'ensemble des 50 mesures de rivets sains et 300 mesures rivets fissurés de notre maquette de laboratoire, nous pouvons considérer que la distribution de bruit dont la densité de probabilité f_B peut être

considérée comme gaussienne d'écart-type σ_B et de valeur moyenne m_B . f_B s'exprime donc comme suit :

$$f_B(B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_B} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_B^2}(B - m_B)^2\right) \quad (4.6)$$

Il s'ensuit, sachant l'équation 4.4, l'expression suivante de la vraisemblance $L(0)$ de l'absence d'une fissure :

$$\begin{aligned} L(0) = f(RS_{\text{rivet}}|0) &= f_B(RS_{\text{rivet}} - D_0) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_B} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_B^2}(RS_{\text{rivet}} - D_0)^2\right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Il s'ensuit également, sachant l'équation 4.5, l'expression suivante de la vraisemblance $L(1)$ de la présence d'une fissure :

$$\begin{aligned} L(1) = f(RS_{\text{rivet}}|1) &= f_B(RS_{\text{rivet}} - D_1) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_B} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_B^2}(RS_{\text{rivet}} - D_1)^2\right) \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.2.2 Diagnostic

Ayant établi les expressions des vraisemblances dont découle le rapport de vraisemblance sur lequel se base notre critère de diagnostic, il nous faut pour l'appliquer disposer de certaines données a priori.

Parmi celles-ci figure la valeur D_0 du rapport de séparation moyen pour un rivet sain. Celui-ci se calcule simplement en faisant la moyenne des rapports de séparation obtenus pour chacun des rivets sains de l'échantillon de la cible à inspecter sur lequel est fait l'étalonnage. Dans notre exemple il s'agit de tous les rivets sains de la maquette de laboratoire.

Il est aussi nécessaire de connaître D_1 , rapport de séparation moyen pour un rivet fissuré. Or, ceci est en désaccord avec la pratique : la valeur de D_1 n'est pas unique, on peut en définir autant qu'il y a de types de fissures, un type désignant une plaque d'enfouissement et une longueur. Ce sachant, nous allons nous fixer, parmi toutes les valeurs D_1 résultant de l'étape d'étalonnage une valeur minimum $D_{1\text{mini}}$, qui nous servira de référence, ou en quelque sorte de seuil, et nous permettra de prendre une décision de détection concernant tous les rivets dont les fissures entrent dans les catégories dont la valeur de D_1 est supérieure à $D_{1\text{mini}}$.

Considérons une acquisition faite sur une fissure, par exemple une "grande fissure", appartenant à une catégorie dont le rapport de séparation moyen $D_{1\text{grand}}$ est supérieur au seuil $D_{1\text{mini}}$, lui même étant supérieur au rapport de séparation moyen D_0 d'un rivet sain. Le rapport de séparation obtenu avec la "grande fissure" sera tel que : $RS_{\text{grand}} = D_{1\text{grand}} + B$, très proche de $D_{1\text{grand}}$ et de plus :

$$D_{1\text{grand}} > D_{1\text{mini}} > D_0 \quad (4.9)$$

Par suite, nous avons :

$$|RS_{\text{grand}} - D_{1\text{grand}}| < |RS_{\text{grand}} - D_{1\text{mini}}| < |RS_{\text{grand}} - D_0| \quad (4.10)$$

et :

$$-(RS_{\text{grand}} - D_{1\text{grand}})^2 > -(RS_{\text{grand}} - D_{1\text{mini}})^2 > -(RS_{\text{grand}} - D_0)^2 \quad (4.11)$$

Les caractéristiques de la densité de probabilité f_B (Eq. 4.6) sont telles que l'on a encore :

$$f_B(RS_{\text{grand}} - D_{1\text{grand}}) > f_B(RS_{\text{grand}} - D_{1\text{mini}}) > f_B(RS_{\text{grand}} - D_0) \quad (4.12)$$

Il en découle qu'en comparant RS_{grand} à $D_{1\text{mini}}$, le diagnostic sera correct. Suivant le même raisonnement il en ira de même pour toutes les fissures appartenant à un type dont le rapport de séparation moyen est supérieur au seuil $D_{1\text{mini}}$ que l'on se fixe. Le diagnostic utilisera donc $D_{1\text{mini}}$ comme référence pour l'analyse de n'importe quel rivet.

4.3 Application et validation expérimentale

4.3.1 Données du problème

Pour mettre en pratique notre méthode de détection de fissures, nous avons calculé les rapports de séparation moyens correspondant à chacun des cas de figures de rivet présents sur notre maquette de laboratoire (Fig. 4.3). Ces rapports de séparation moyens ont été estimés pour 50 mesures de rivets sains et 300 mesures de rivets fissurés.

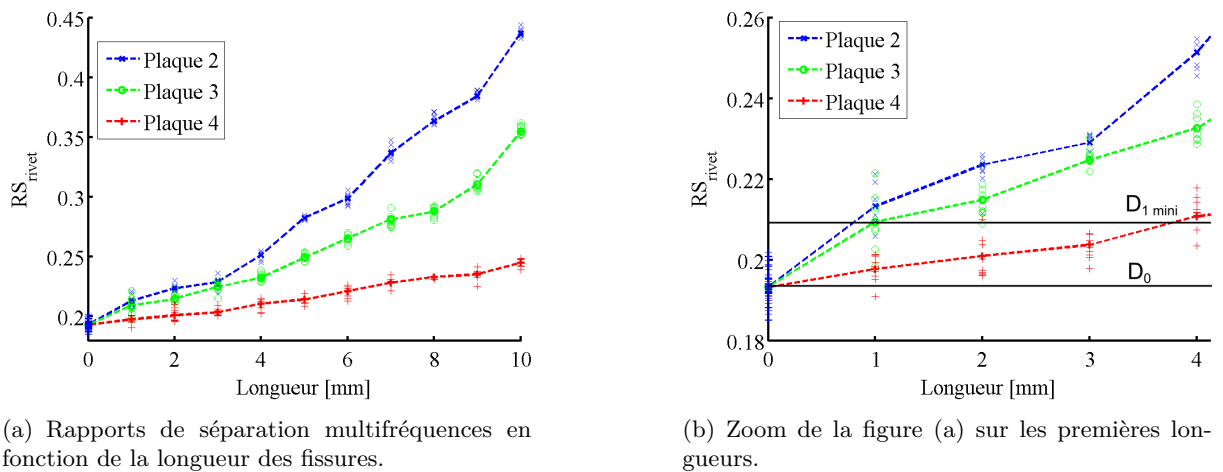


FIG. 4.3 – Rappports de séparation multifréquences moyens pour des mesures de rivets sains et fissurés. La longueur « 0 » indique les rivets sains.

Partant de ces statistiques nous avons opéré un choix pour les valeurs des paramètres D_0 et $D_{1\text{mini}}$ intervenant dans notre critère de décision. Pour D_0 , nous avons naturellement choisi comme valeur la moyenne du rapport de séparation des rivets sains. Pour choisir la valeur de $D_{1\text{mini}}$ nous avons appliqué notre critère de décision à l'ensemble des rivets de la maquette de laboratoire en faisant varier la valeur $D_{1\text{mini}}$ et nous avons arrêté notre choix sur la valeur la plus faible pour laquelle les décisions n'ont donné aucune fausse alarme (rivet sain détecté comme fissuré). Les niveaux D_0 et $D_{1\text{mini}}$ choisis sont signalés sur la figure 4.3, ils valent en l'occurrence :

$$\begin{cases} D_0 & = 0,195 \\ D_{1\text{mini}} & = 0,210 \end{cases} \quad (4.13)$$

On peut observer que $D_{1\text{ mini}}$ est supérieur aux rapports de séparation moyens des fissures de 4 mm situées en 4^e plaque de la maquette de laboratoire. Cela laisse présager que l'application de notre critère de détection engendrera un certain nombre d'erreurs de détection sur ces rivets défectueux. Néanmoins, la dispersion des rapports de séparation des petits défauts de cette plaque est telle que choisir un $D_{1\text{ mini}}$ plus faible engendrerait un taux élevé de fausses alarmes.

4.3.2 Modèle du bruit

L'estimation du bruit s'est faite sur l'ensemble de mesure de calibration, c'est à dire 50 rivets sains et 300 rivets fissurés (10 mesures par configuration longueurs/profondeurs) par soustraction de chaque valeur moyenne de rapport de séparation. Nous obtenons alors la densité de bruit présentée sur la figure 4.4. Cette densité est considérée comme gaussienne (Eq.4.6), dont les paramètres de valeur moyenne m_B et d'écart-type σ_B sont :

$$\begin{cases} m_B &= 0 \\ \sigma_B &= 7,5 \cdot 10^{-3} \end{cases} \quad (4.14)$$

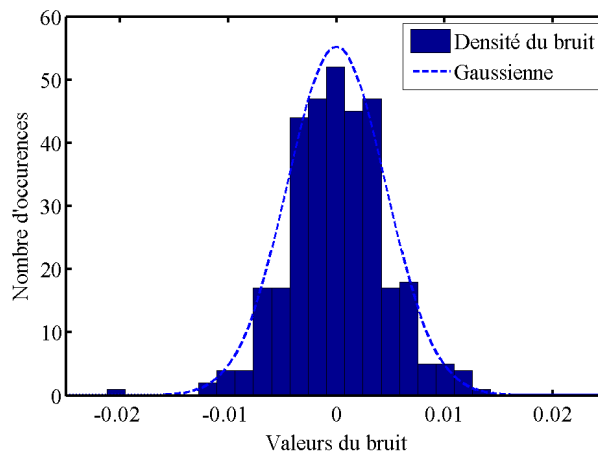


FIG. 4.4 – Distribution du bruit de rapport de séparation multifréquences, toutes longueurs et toutes plaques confondues. La gaussienne représentée avec l'écart-type estimé permet de vérifier graphiquement la validité de l'estimation.

4.3.3 Résultats du diagnostic

Ayant fixé les valeurs des paramètres de notre critère de décision, nous l'avons appliqué au diagnostic de détection de l'ensemble de calibration (50 rivets sains et 300 rivets présentant des fissures de toutes les longueurs disponibles placées sur les 3 plaques considérées). Les résultats de ce diagnostic (Eq. 4.3) sont synthétisés dans le tableau 4.2. On constate que toutes les fissures (d'au moins 1 mm de long) situées sur les 2^e et la 3^e plaque sont détectées. En revanche, pour la 4^e plaque, les performances sont moins bonnes. Cela provient du choix de $D_{1\text{ mini}}$ qui est fait de façon à ne provoquer aucune fausse alarme. Ainsi, en 4^e plaque, aucune fissure de 1 mm n'est détectée et les rivets correspondant sont tous confondus avec des rivets sains. Quant aux autres rivets fissurés dont les fissures sont plus longues que 1 mm, leur probabilité de détection augmente avec la longueur de la fissure jusqu'à atteindre 100% pour les fissures de longueur

$\ell \geq 4$ mm (dont on peut noter, d'après la figure 4.3, que le rapport de séparation moyen est légèrement supérieur à $D_{1\text{ mini}}$).

Ces performances de détection, si elles valident la méthode de détection automatique proposées peuvent être analysées plus finement grâce à des courbes opérationnelles de réception. C'est l'objet de la section suivante.

Types de rivets	Total des détections	1 mm	2 mm	3 mm	≥ 4 mm
Sains	0%	-	-	-	-
Fissurés en 2 ^e plaque	100%	100%	100%	100%	100%
Fissurés en 3 ^e plaque	100%	100%	100%	100%	100%
Fissurés en 4 ^e plaque	80%	0%	40%	70%	100%

TAB. 4.2 – Résumé de l'analyse des 50 mesures de rivets sains et 300 mesures de rivets fissurés.

4.3.4 Courbes opérationnelles de réception (COR)

Dans l'exemple que nous venons de donner d'une détection automatique de fissures via une estimation au maximum de vraisemblance, nous avons fait reposer notre critère de décision sur la valeur $D_{1\text{ mini}}$ pour laquelle il n'y avait aucune fausse alarme. Le choix de ce $D_{1\text{ mini}}$ et de la valeur de comparaison de LR à 1 (Eq. 4.3) peut être considéré comme arbitraire et ne conduit pas forcément aux meilleures performances de détection. L'idéal serait de n'avoir à la fois aucune fausse alarme et de n'avoir que des bonnes détections (détection de tous les rivets fissurés). Un bon compromis peut conduire à envisager de se rapprocher le plus possible de cet idéal.

Rien n'oblige à estimer comme nous l'avons fait précédemment (Eq. 4.3) qu'il y a absence de fissure ($\theta = 0$) lorsque $LR < 1$ ni qu'il existe une fissure ($\theta = 1$) lorsque $LR \geq 1$. On peut se fixer une règle d'estimation de la présence ou non d'une fissure basée sur un seuil de décision quelconque s_d (Eq. 4.15) et faire varier ce seuil afin de faire varier la probabilité de bonne détection et la probabilité de fausse alarme :

$$\begin{cases} \hat{\theta} = 0 & \text{si } LR < s_d \\ \hat{\theta} = 1 & \text{si } LR \geq s_d \end{cases} \quad (4.15)$$

Notons que la règle de décision (4.15) est plus générale que la précédente (4.3) qui correspond au cas particulier où $s_d = 1$.

A une valeur de seuil de décision donnée correspond une certaine *probabilité de bonnes détections* P_{BD} et une certaine *probabilité de fausses alarmes* P_{FA} définie par :

$$\begin{cases} P_{BD} &= P(\hat{\theta} = 1 | \theta = 1) \\ P_{FA} &= P(\hat{\theta} = 1 | \theta = 0) \end{cases} \quad (4.16)$$

En faisant varier s_d depuis le seuil maximum $s_{d\text{ maxi}}$ pour lequel $P_{FA} = P_{BD} = 0$ (tous les rivets sont détectés comme sains) vers le seuil minimum $s_{d\text{ mini}}$ pour lequel $P_{FA} = P_{BD} = 1$ (tous les rivets sont détectés comme fissurés), on peut tracer une *courbe opérationnelle de réception* (COR) [Ega75] (Fig. 4.5) qui permet de visualiser les variations de P_{BD} en fonction de P_{FA} . Il s'ensuit que le choix du seuil de décision doit se porter sur celui qui sur la COR donne le point dont la distance d au point de coordonnées $(P_{BD} = 1, P_{FA} = 0)$ est minimum [ABFR00].

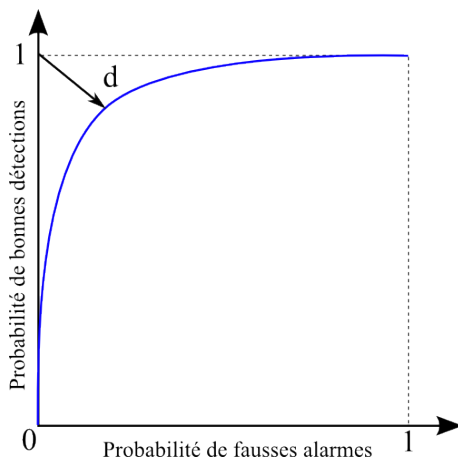


FIG. 4.5 – Exemple typique d’une courbe opérationnel de réception.

Nous avons appliqué la nouvelle règle de décision (4.15) aux ensembles de données de calibration et fait varier s_d tout en conservant $D_{1\text{ mini}}$ à sa valeur initiale. Les COR qui en résultent sont données à la figure 4.6. Quatre cas de figure sont différenciés. Soit l’on s’intéresse à l’une des trois plaques pouvant comporter des fissures indépendamment des autres et l’on calcule les probabilités P_{BD} et P_{FA} correspondantes, soit l’on s’intéresse à l’ensemble des plaques.

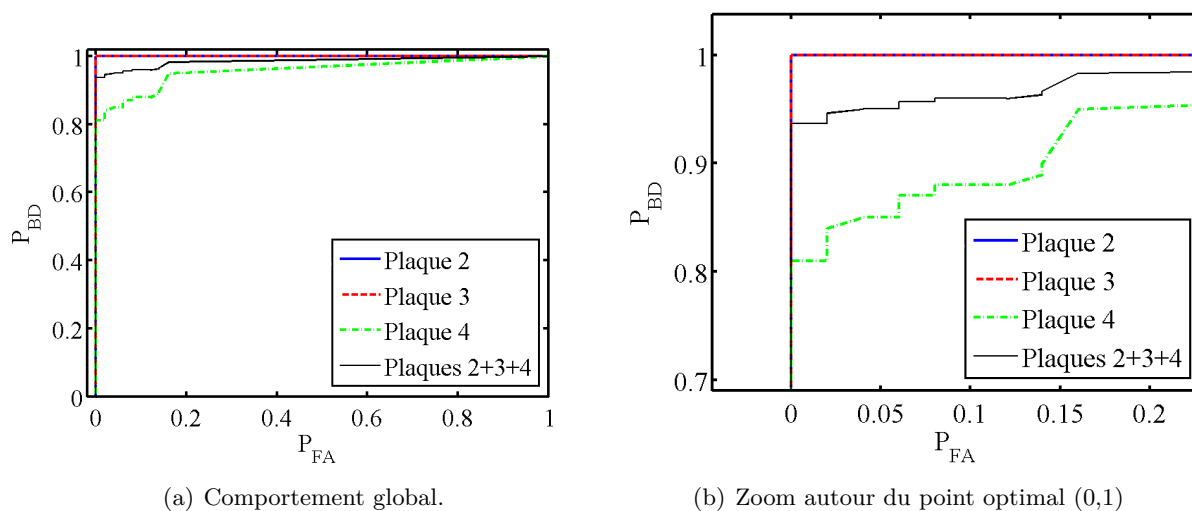


FIG. 4.6 – Courbes COR d’analyse des rapports de vraisemblance pour les 3 plaques d’étude.

Dans chaque cas nous en avons déduit la distance minimale (Tab 4.3). Pour la 2^e et la 3^e plaque on constate que l’on obtient la même valeur de seuil optimal $s_d = 0,92$ qui correspond d’ailleurs à une distance minimale $d = 0$. En se fixant cette valeur de seuil, on ne commettrait donc aucune erreur de décision sur ces deux plaques. En revanche, pour la 4^e plaque, la distance minimum n’est pas nulle, elle vaut $d = 0,14$ et correspond à un seuil $s_d = 0,2$.

A partir de ces résultats, il faut établir un choix de seuil qui optimise le diagnostic en aveugle car in situ, il va de soi que l’on ignore en quelle plaque peuvent se trouver les défauts. Pour ce faire, nous pouvons nous baser sur la COR moyenne établie à l’aide de tous les cas de fissures. La distance minimum est dans ce cas $d = 0,057$ et correspond au seuil $s_d = 0,46$. Les conséquences de ce choix de seuil sur les performances de détection sur chacune des plaques sont détaillées dans le tableau 4.4. La probabilité de fausses alarmes s’élève alors à 2 %, ce qui reste relativement

faible.

Notre nouveau critère conduit à une concession en termes de probabilités de fausses alarmes (2 % contre 0 %) mais en contrepartie on constate une amélioration de la détection des fissures en 4^e plaque. En particulier, 20 % des fissures de 1 mm sont détectés contre aucune précédemment.

Plaque	d	s_d	$P_{FA}(\%)$	$P_{BD}(\%)$
2 ^e	0	0,92	0	100
3 ^e	0	0,92	0	100
4 ^e	0,14	0,2	6	87
Toutes	0,057	0,46	2	95

TAB. 4.3 – Résumé des distances, des seuils optimaux pour chaque plaque et des probabilités de fausses alarmes et de bonnes détection en considérant le seuil de chaque plaque.

Plaque	d	P_{FA}	P_{BD}	1 mm	2 mm	3 mm	≥ 4 mm
2 ^e	0,02	2%	100%	100%	100%	100%	100%
3 ^e	0,02	2%	100%	100%	100%	100%	100%
4 ^e	0,14	2%	84%	20%	40%	80%	100%

TAB. 4.4 – Synthèse des performances de détection pour chaque plaque en tenant compte de la valeur du seuil $s_d = 0,46$ obtenu avec la COR totale.

4.3.5 Courbes opérationnelles de réception « augmentées »

Nous venons d'appliquer la méthode de détection de fissures par estimation au maximum de vraisemblance appuyée sur un seuil de décision que nous avons déduit des COR. De bonnes performances globales ont été obtenues, mais elles l'ont été à partir d'un nombre relativement réduit de mesures (350 en tout). Il peut être intéressant de savoir si ces performances sont proches de celles que l'on pourrait obtenir à partir d'un plus grand nombre d'échantillons. Pour en avoir une idée, nous nous sommes fabriqué des statistiques « augmentées » sur un nombre élevé de cas en créant des données dont les rapports de séparation ont les mêmes valeurs moyennes et la même distribution de bruit gaussien que ceux issus des mesures. Cette introduction de bruit correspond physiquement à la variabilité des conditions expérimentales d'acquisition. Cette technique permet d'exploiter un ensemble de données différent de l'ensemble de calibration.

Nous avons ainsi construit des COR (Fig. 4.7) non plus basées sur 350 échantillons mais sur 62000, c'est à dire à partir de 2000 RS_{rivet} virtuels pour chacun des 31 types de rivet.

Ces COR donnent des résultats qui sont en accord avec les précédents (Tab. 4.5). Le seuil qui minimise la distance au point (0,1) est $s_d = 0,4$ au lieu de $s_d = 0,46$, tandis que la probabilité de fausse alarme est de 3 % contre 2 % précédemment. Dans l'ensemble, les résultats obtenus confirment ceux obtenus à partir de la maquette de laboratoire et valident la méthode de diagnostic proposée.

Plaque	d	P_{FA}	P_{BD}	1 mm	2 mm	3 mm	4 mm	≥ 5 mm
2 ^e	$0,5 \cdot 10^{-3}$	3%	99,97%	99,7%	100%	100%	100%	100%
3 ^e	$0,5 \cdot 10^{-3}$	3%	99,97%	99,85%	99,9%	100%	100%	100%
4 ^e	0,14	3%	83,87%	19,75%	47,6%	72,65%	98,8%	100%

TAB. 4.5 – Résumé des performances virtuelles pour chaque plaque en utilisant le seuil $s_d = 0,4$.

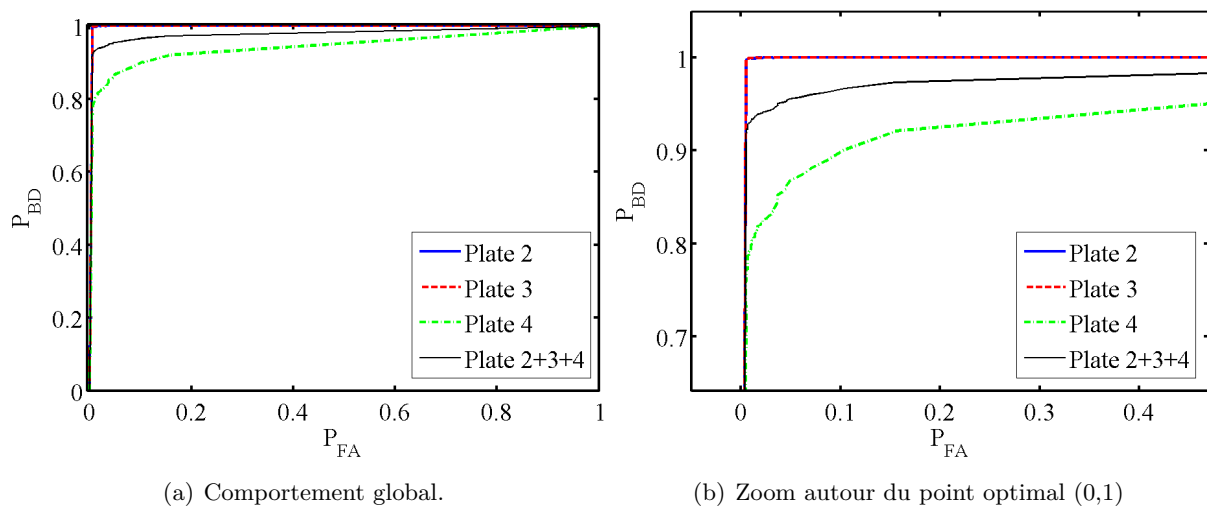


FIG. 4.7 – COR d'analyse des rapports de vraisemblance augmentés pour les 3 plaques considérées.

4.4 Processus de classification

4.4.1 Introduction

Après avoir proposé une méthode de détection automatique de fissures dans les assemblages rivetés, nous nous intéressons ici à la classification de fissures suivant leur longueur et leur profondeur (position d'enfouissement).

Contrairement à la méthode de détection automatique de fissures qui fait appel à l'ACP multifréquences, la méthode de classification repose sur l'ACP mono-fréquence. Celle-ci est appliquée à chaque mesure et est suivie d'une estimation de paramètres au sens du maximum de vraisemblance portant sur la combinaison des rapports de séparation en sortie d'ACP. Là encore, des connaissances statistiques sur les rivets sont nécessaires, ce qui implique de procéder à une étape de calibration de la structure inspectée.

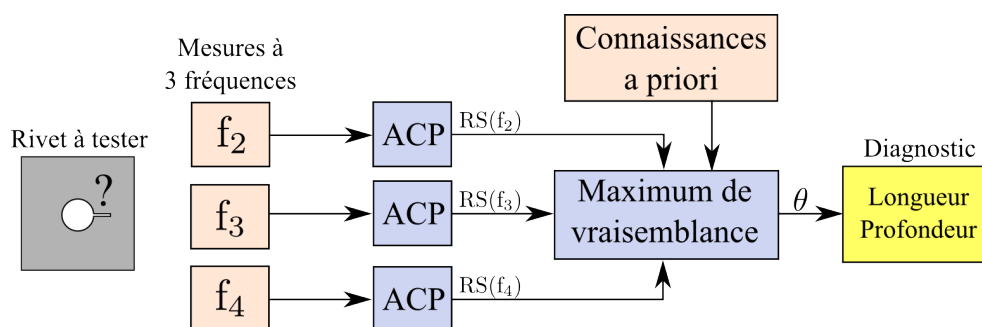


FIG. 4.8 – Schéma synoptique du processus de classification de fissures.

Le synoptique du processus de classification est donné sur la figure 4.8. Les images faites avec l'ICF aux trois fréquences optimales correspondant aux trois plaques pouvant comporter des fissures sont traitées par ACP chacune indépendamment des autres. Les trois rapports de séparation qui en découlent seront ensuite exploités dans une estimation de paramètres au sens du maximum de vraisemblance à des fins de classification et un diagnostic en termes de longueur

et de profondeur d'enfouissement sera fait.

Pour la calibration de la méthode, nous nous baserons sur une série de 450 mesures portant sur des rivets dont les longueurs ℓ des fissures en mm sont paires ($\ell \in \{2, 4, 6, 8, 10\}$), dit « ensemble de calibration » (10 mesures par configuration de rivets fissurés « paires » (150) avec 3 fréquences d'excitation (3×150)). Quant à la mise en oeuvre de la méthode de classification, elle sera faite sur cette série de calibration mais aussi sur une autre série de 450 mesures de test (dit « ensemble de test »), cette fois sur des fissures dont les longueurs ℓ en mm sont impaires ($\ell \in \{1, 3, 5, 7, 9\}$), afin de tester la capacité de généralisation de la méthode proposée.

4.4.2 Modèle direct des rapports de séparation et modèle de bruit

Pour classer les rivets fissurés d'une structure par estimation de paramètres au sens du maximum de vraisemblance à partir de rapports de séparation issus d'ACP mono-fréquence, il faut disposer d'un a priori sur les rapports de séparation. Or, si la détection vise à fournir une décision binaire (présence ou non d'une fissure), la classification doit fournir une décision plus complexe sur la longueur et la profondeur d'enfouissement d'une fissure. Pour y parvenir nous allons établir un modèle direct de l'évolution des rapports de séparation en fonction de la longueur et de la profondeur des fissures. Ce modèle consiste en une régression quadratique des variations des rapports de séparation obtenus par ACP mono-fréquence sur des rivets fissurés de « l'ensemble de calibration » (Fig. 4.9). Les défauts peuvent se situer sur trois plaques différentes, les mesures sont donc faites pour 3 fréquences (optimales). Par régression quadratique nous disposons donc d'un réseau de neuf courbes (paramétrées par la fréquence $f \in \{f_2 = 1200 \text{ Hz}, f_3 = 600 \text{ Hz}, f_4 = 300 \text{ Hz}\}$, et par l'indice $p \in \{2, 3, 4\}$ de la plaque) modélisant l'évolution des rapports de séparation en fonction de la longueur des fissures.

Définissons d'une part le vecteur $D_{f,p}$ comme le modèle de rapport de séparation obtenu à la fréquence f pour les fissures en plaque p et d'autre part, D_p comme le regroupement des trois vecteurs $D_{f,p}$ ($f \in \{f_2, f_3, f_4\}$) associé à une plaque p donnée :

$$D_p(\ell) = \begin{pmatrix} D_{f_2,p}(\ell) \\ D_{f_3,p}(\ell) \\ D_{f_4,p}(\ell) \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

Chaque point d'un vecteur modèle $D_{f,p}$, dont l'abscisse est une longueur de fissure, peut être assimilé à la valeur moyenne du rapport de séparation (paramétré par f et p) que l'on obtiendrait pour cette longueur de fissure.

Au delà de cette valeur moyenne, notre a priori sur les rivets de la structure inspectée doit également tenir compte de la dispersion qui existe sur les rapports de séparation. Nous allons pour cela compléter le modèle par un modèle de bruit. Pour chacun des 9 vecteurs $D_{f,p}$, (i.e. pour les 9 courbes de régression quadratique tracées à la figure 4.9) nous construisons un bruit $B_{f,p}$. f et p étant fixés, on soustrait aux différents rapports de séparation $RS_f(p, \ell)$ la valeur moyenne correspondante sur le vecteur $D_{f,p}$. Les points résultants constituent le vecteur de bruit centré $B_{f,p}$. Et, par regroupement de trois vecteurs $B_{f,p}$, on construit le vecteur de bruit B_p associé à la plaque p :

$$B_p = \begin{pmatrix} B_{f_2,p} \\ B_{f_3,p} \\ B_{f_4,p} \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

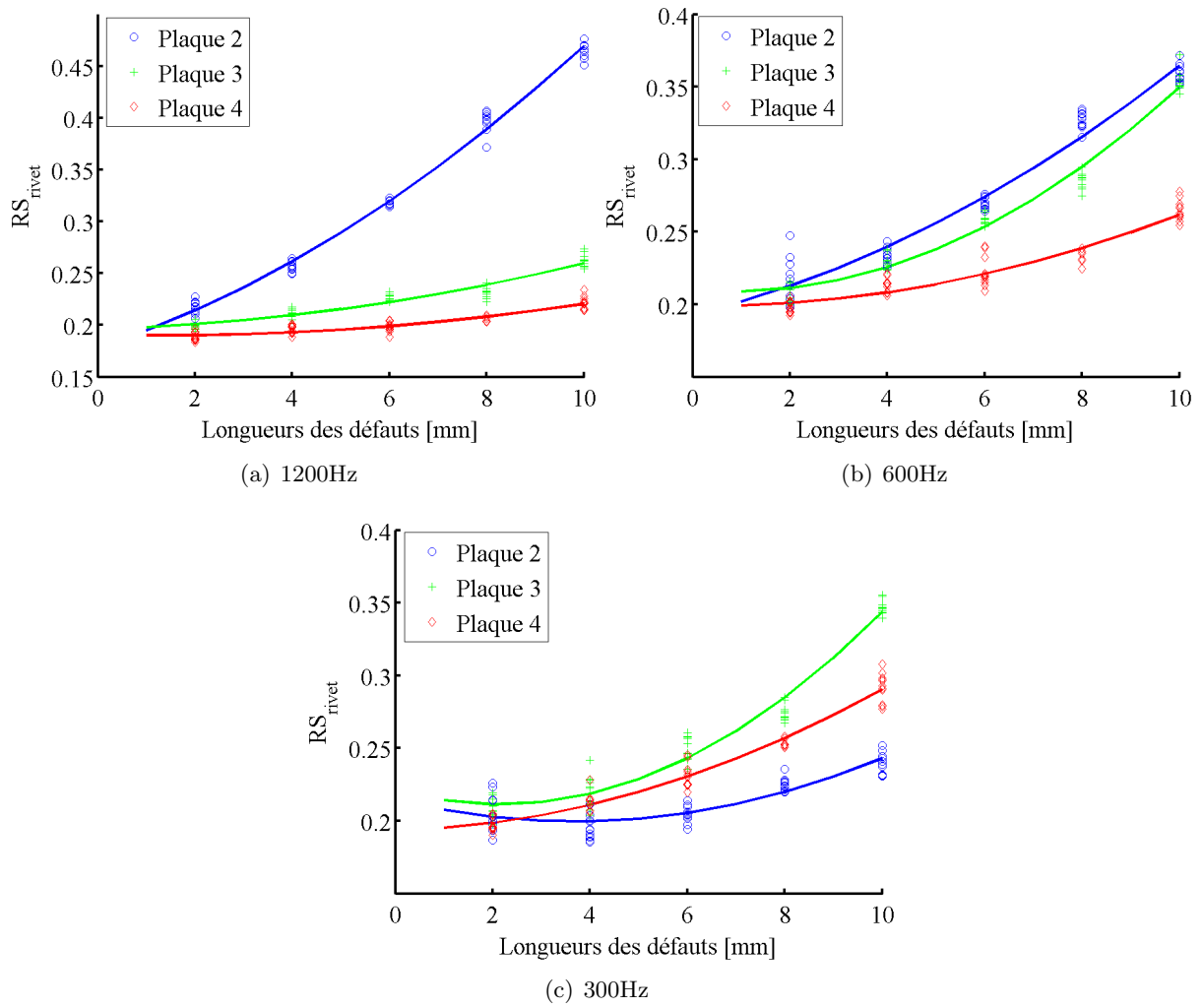


FIG. 4.9 – Rapports de séparation et courbes de régression quadratiques représentés en fonction de la longueur des fissures, pour les trois fréquences et les trois plaques considérées.

A titre d'exemple, la figure 4.10 illustre la densité de probabilité de bruit $B_{f_2,2}$ (fissures en 2^e plaque et mesures à 1200 Hz), obtenues avec les 50 mesures à 1200 Hz des rivets fissurés « paires » en 2^e plaque.

Il s'avère, comme dans le cas de la détection de fissures, que les bruits $B_{f,p}$ peuvent être considérés comme gaussiens et additifs. Ainsi, la densité de probabilité du vecteur B_p peut s'exprimer comme suit :

$$f(B_p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \det C_v}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2} B_p^t \cdot C_v^{-1} \cdot B_p\right) \quad (4.19)$$

où C_v est la matrice de variance-covariance des bruits. En supposant que les bruits à chaque fréquence sont décorrélés et en notant $\sigma_{f,p}$ l'écart-type du bruit $B_{f,p}$, il vient :

$$C_v = \begin{pmatrix} \sigma_{f_2,p}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{f_3,p}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{f_4,p}^2 \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

Le bruit que nous venons de modéliser présente en matière d'écart-types les caractéristiques

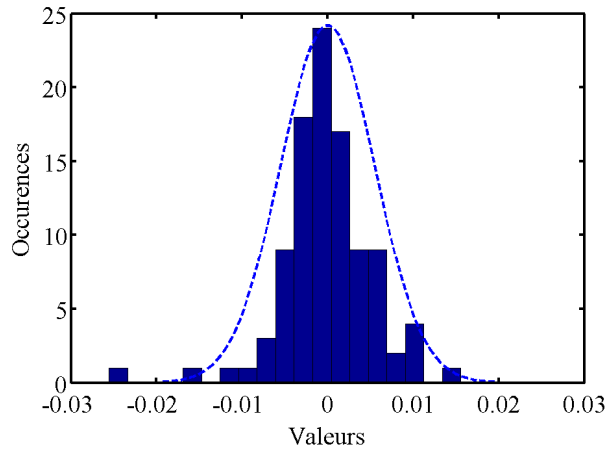


FIG. 4.10 – Densité de probabilité du bruit des rapports de séparation pour des fissures en 2^e plaque et des acquisitions à 1200Hz.

données au tableau 4.6. On peut remarquer que globalement l'écart-type du bruit décroît avec la fréquence.

	2 ^e plaque	3 ^e plaque	4 ^e plaque
$f_2 = 1200Hz$	$6, 5 \cdot 10^{-3}$	$4, 3 \cdot 10^{-3}$	$4, 3 \cdot 10^{-3}$
$f_3 = 600Hz$	$8, 1 \cdot 10^{-3}$	$5, 2 \cdot 10^{-3}$	$4, 6 \cdot 10^{-3}$
$f_4 = 300Hz$	$8, 1 \cdot 10^{-3}$	$7, 5 \cdot 10^{-3}$	$6, 8 \cdot 10^{-3}$

TAB. 4.6 – Écart-type des distributions des bruits pour chaque fréquence et chaque plaque d'analyse (calcul effectué avec 50 mesures par plaque et par fréquence, soit en tout les 450 mesures de l'ensemble de calibration).

Compte tenu de ce qui précède, un vecteur rapport de séparation $RS(p, l)$ peut être modélisé sous la forme de la somme suivante :

$$RS(p, l) = \begin{pmatrix} RS_{f_2}(p, l) \\ RS_{f_3}(p, l) \\ RS_{f_4}(p, l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{f_2,p}(\ell) \\ D_{f_3,p}(\ell) \\ D_{f_4,p}(\ell) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{f_2,p} \\ B_{f_3,p} \\ B_{f_4,p} \end{pmatrix} = D_p(\ell) + B_p \quad (4.21)$$

Grâce à ce modèle de rapports de séparation et de bruit associé, nous disposons d'un modèle sur les données recherchées qui permettra de mettre en oeuvre une estimation de paramètres au sens du maximum de vraisemblance afin de classer les fissures.

4.4.3 Classification par maximum de vraisemblance

4.4.3.1 Paramètres à estimer

Nous basons notre méthode de classification sur l'estimation $\hat{\theta}$ d'un double paramètre $\theta = (\theta_p, \theta_\ell)$ dont les valeurs possibles ne sont pas binaires.

- θ_p est caractéristique de la plaque où se situe la fissure analysée, elle peut prendre les valeurs comprises dans l'ensemble $E_p = \{2, 3, 4\}$ des profondeurs considérées.

- θ_ℓ est caractéristique de la longueur de la fissure analysée, elle peut prendre les valeurs comprises dans l'ensemble complet des longueurs $E_\ell = \{1, 2, \dots, 10\}$.

4.4.3.2 Règle de décision

Nous fixons comme règle de décision l'équation 4.23, qui découle de l'équation 4.3 utilisée à des fins de détection mais que nous adaptons au problème de classification. La fonction de vraisemblance $L(\theta)$ à partir de laquelle nous prendrons une décision en appliquant la méthode du maximum de vraisemblance est la suivante :

$$L(\theta) = L(\theta_p, \theta_\ell) = f(SR(p, \ell) | (\theta_p, \theta_\ell)) \quad (4.22)$$

où $SR(p, \ell)$ est le vecteur des rapports de séparation (4.21).

Il s'ensuit finalement la règle de décision :

$$\hat{\theta} = (\theta_p, \theta_\ell) \text{ si } L(\theta_p, \theta_\ell) = \sup_{p, \ell} L(p, \ell) \quad (4.23)$$

4.4.4 Application

Pour tester la validité de la méthode de classification proposée, nous l'appliquons d'une part à l'ensemble de calibration (Tab. 4.7) et d'autre part à l'ensemble de test dont les longueurs sont référencées par un indice ℓ impair ($\ell \in \{1, 3, 5, 7, 9\}$). (Tab. 4.8). Les résultats montrent que la méthode permet de classer les fissures en termes de longueur et de profondeur et la similitude des performances atteintes avec l'échantillon de calibration et avec l'échantillon de test attestent de la validité de cette méthode. Cette similitude nous autorise donc à synthétiser dans le même tableau (tableau 4.9) tous les résultats de classification, pour les longueurs et profondeurs considérées simultanément et pour des rapports de séparations créés comme pour les COR augmentées, soit 60000 échantillons en tout (et donc 180000 mesures) (Sec. 4.3.5).

Les résultats montrent que le taux de bonnes classifications tend à diminuer avec la profondeur des fissures, mais pas forcément avec la diminution de la longueur des fissures. Toutes catégories de fissures confondues, les performances de classification atteignent 77% de bonnes classifications moyennant une incertitude de ± 1 mm sur la longueur de la fissure voire 81% de bonnes classifications moyennant une tolérance de ± 2 mm.

Plaque	Classification en longueur			Classification en profondeur
	ℓ exact	$\ell \pm 1$ mm	$\ell \pm 2$ mm	
2^e	90%	92%	94%	90%
3^e	58%	94%	96%	88%
4^e	22%	68%	80%	72%
Total	57%	85%	90%	83%

TAB. 4.7 – Résultats statistiques de classification (longueurs et profondeurs de fissures considérées séparément) concernant l'ensemble de calibration (longueurs « paires »).

Plaque	Classification en longueur			Classification en profondeur
	ℓ exact	$\ell \pm 1$ mm	$\ell \pm 2$ mm	
2^e	70%	86%	90%	86%
3^e	30%	78%	94%	84%
4^e	16%	58%	84%	74%
Total	39%	74%	89%	81%

TAB. 4.8 – Résultats statistiques de classification (longueurs et profondeurs considérées séparément) concernant l'ensemble de test supplémentaire (longueurs « impaires »).

	ℓ exact	$\ell \pm 1$ mm	$\ell \pm 2$ mm
2^e plaque	79%	88%	88%
3^e plaque	43%	75%	83%
4^e plaque	15%	68%	71%
Total	46%	77%	81%

TAB. 4.9 – Résultats statistiques de classification (longueurs et profondeurs considérées simultanément) concernant les ensembles de données augmentés.

4.5 Fissures orientées

Les méthodes de détection et de classification automatiques de fissures que nous avons proposées sont applicables dans leur intégralité au cas des fissures orientées. En effet, les rapports de séparation obtenus par ACP multi-orientations sont numériquement équivalents à ceux de l'ACP mono-orientation (Sec. 3.10). Ils peuvent donc être directement utilisés pour la caractérisation avec les mêmes paramètres de calibration. En outre, la caractérisation des fissures peut être complétée par une estimation de leur angle d'orientation en utilisant soit l'ACP mono-fréquence après avoir déterminé la plaque où se trouve la fissure et en utilisant la fréquence appropriée, soit en utilisant l'ACP multifréquences multi-orientations pendant le processus de détection. Cette deuxième solution permet de s'affranchir des erreurs de classification et du risque lié à l'utilisation d'une « mauvaise fréquence » dans l'ACP mono-fréquence. En revanche, elle donne visiblement de moins bons résultats sur l'estimation des angles des fissures : les erreurs d'estimation (Sec. 3.10) sont deux fois plus élevées avec l'ACP multifréquences qu'avec l'ACP mono-fréquence.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé des méthodes de détection et de classification automatiques des fissures dans les structures aéronautiques à joints rivetés. Ces méthodes requièrent un a priori sur les fissures recherchées qui porte sur un nombre suffisant d'échantillons. Les résultats de la mise en oeuvre des techniques proposées sur une maquette de laboratoire calibrée montrent que ces méthodes permettent de détecter et de classer les fissures enfouies de manière efficace. En effet, elles parviennent par exemple à détecter avec une forte probabilité de très petites fissures accolées aux rivets (1 mm) et ce, jusqu'à une profondeur de 4-6 mm (3^e plaque) ainsi que des fissures d'au moins 4 mm de long jusqu'à une profondeur de 6-8 mm.

Quant aux performances de classification, elles sont également très encourageantes puis-

qu'une caractérisation relativement précise des fissures (à ± 2 mm près sur l'estimation des longueurs) est obtenue avec une probabilité de bonne classification atteignant 81 %.

Ces méthodes sont particulièrement prometteuses, car elles peuvent être généralisées à d'autres types de structures et de défauts. En outre, leurs performances seront largement améliorées si on les exploite avec un ICF plus performant tel que celui développé en collaboration avec EADS.

Conclusion générale

Les travaux de recherche que nous avons menés au laboratoire SATIE de l'ENS de Cachan ont permis le développement d'un dispositif d'imagerie à courants de Foucault (ICF) intégré et de méthodes de traitement des images destinés à l'évaluation non-destructive de joints rivetés de structures aéronautiques. Ils ont également contribué au transfert de technologie vers un dispositif développé en collaboration avec EADS.

L'imagerie de champ magnétique par méthode magnéto-optique à CF appliquée au contrôle non-destructif de structures électriquement conductrices, comme les carlingues d'avions, apparaît comme particulièrement adaptée au renouvellement des méthodes de CND à CF classiques. En effet, elle permet d'envisager un contrôle rapide avec une résolution spatiale excellente et ouvre des perspectives particulièrement intéressantes en termes de caractérisation des défauts de structure rencontrés. Les mesures réalisées par cette méthode sont de véritables mesures de la distribution du champ magnétique à la surface des structures inspectées et contiennent l'information nécessaire à la caractérisation des ruptures de conductivités (rivets, défauts) apparaissant dans ces structures. Elles permettent donc l'application de nombreuses techniques de traitement des images et autoriseront à terme l'utilisation d'algorithmes d'inversion avancés afin de reconstruire les caractéristiques initiales de la cible inspectée.

L'ICF intégré de laboratoire, développé et caractérisé au chapitre 2 afin d'optimiser son utilisation vis-à-vis des contraintes d'application pour l'inspection de joints rivetés, présente d'excellentes performances en termes de résolution spatiale de l'image ($100\ \mu\text{m}^2$) et de rapidité d'acquisition (typiquement 26 s pour obtenir une image utile de 49 mm de diamètre). De plus, il présente des performances satisfaisantes en termes de rapport signal à bruit (RSB de 35 dB sur la mesure d'un rivet) et de dynamique de mesure (67 dB). Grâce à cette première étude, un second appareil intégré, destiné à l'utilisation in situ, a été développé dans le cadre d'une collaboration avec EADS. Il présente des performances améliorées par rapport au prototype intégré de laboratoire : une image utile de 60 mm de diamètre, un RSB de 45 dB sur une mesure de rivet, une dynamique supérieures à 70 dB et une durée nominale d'acquisition de 15 s.

Le prototype d'ICF intégré de laboratoire a été utilisé pour l'inspection d'une maquette de laboratoire représentant une structure rivetée et composée de 5 plaques en aluminium de conductivité $35\ \text{MS}\cdot\text{m}^{-1}$ où figurent des trous de la taille de ceux d'un rivet ainsi que des fissures accolées d'une longueur variant entre 1 et 10 mm, d'épaisseur 2 mm et enfouies à des profondeurs pouvant aller jusqu'à 8 mm. L'étude des mesures a mis en évidence la nécessité d'un algorithme de séparation de sources afin d'améliorer la visualisation des fissures enfouies. Une méthode de traitement des signaux reposant sur une analyse en composantes principales (ACP) a été proposée et plusieurs modes de fonctionnement ont été définis, qui utilisent des combinaisons particulières de mesures faites à différentes fréquences d'excitation mais également pour différentes orientations de l'ICF : ACP mono-fréquence, multifréquences et multi-orientations.

En outre, l'optimisation des conditions expérimentales qui maximisent les performances de l'algorithme appliqué à notre cas d'étude a été faite et une méthode générale a été identifiée pour déterminer a priori les fréquences optimales d'excitation à utiliser compte tenu des caractéristiques géométriques et électriques de la cible à inspecter. Des fissures enfouies jusqu'à 6-8 mm de profondeur (4^e plaque de la maquette de laboratoire), éventuellement orientées d'un angle a priori indéterminé par rapport aux lignes de rivets de la cible, ont pu être correctement visualisées grâce à cette méthode. Les méthodes de traitement des signaux proposées ont par ailleurs été validées grâce à l'inspection d'une maquette de joints rivetés fournie par EADS.

En outre, pour permettre la détection et la caractérisation automatique de fissures (en longueur et profondeur), les techniques d'imagerie par ICF et ACP que nous avons développées ont été complétées par une méthode d'estimation de paramètres au sens du maximum de vraisemblance. L'application de ces processus de détection automatique de défauts a donné de bons résultats pour l'analyse de fissures enfouies. La localisation complète des fissures recherchées a en effet pu être faite avec une probabilités de bonne détection moyenne de 90 %, incluant aussi bien de très petites fissures (1 mm de long) que des fissures très enfouies (entre 6 et 8 mm de profondeur) et ce, avec une probabilité moyenne de bonne caractérisation (longueur et profondeur) de 80 %. La pertinence des méthodes d'estimation associées à l'imagerie CF par procédé magnéto-optique nous a d'ailleurs conduits à déposer un brevet en 2006 [JLDP07].

Ces résultats sont très prometteurs car si les méthodes proposées permettent d'ores et déjà de localiser une fissure enfouie avec une précision correcte, l'utilisation d'ICF présentant de meilleures caractéristiques que notre prototype intégré de laboratoire (comme c'est le cas du prototype intégré EADS) laisse espérer des performances encore meilleures. Par ailleurs, nos résultats sont généralisables à une plus grande variété de fissures et défauts (plus enfouis, autres formes...).

L'utilisation d'une maquette de test EADS nous a permis de mettre en évidence le problème posé par les effets de bords. Ceux-ci sont en effet néfastes à la qualité des images, si bien que des traitements de signaux supplémentaires devront être envisagés afin de les atténuer voire de les supprimer. Ils pourront par exemple exploiter des directions de CF ou des fréquences de mesures supplémentaires .

L'orientation automatique des CF générés par un ICF est également une piste à explorer, notamment dans une perspective de caractérisation de fissures orientées (et potentiellement pour étudier l'effet de bord). Elle nécessite de développer un nouvel inducteur à champ magnétique « tournant » qui évite d'avoir à orienter l'ICF « manuellement » lors de l'acquisition.

Enfin, en considérant la méthode de classification que nous avons proposée comme une linéarisation du problème plaque par plaque de joints rivetés, il est possible d'envisager d'effectuer une déconvolution plaque par plaque de la structure complète dans le but de reconstruire précisément la forme des défauts dans le volume de la structure inspectée.

ANNEXES

Annexe A

Étude comparative de l'analyse en composantes principales et de l'analyse en composantes indépendantes

Cette annexe présente l'article [TLDJ07] qui décrit une étude comparative de l'ACP et de l'ACI, réalisée en parallèle de cette thèse en 2006-2007, pour l'émélioration de la détection de défauts enfouis accolés aux rivets à partir des signaux issus d'un multicateur CF original.

A Comparative Study of Source Separation Techniques for the Detection of Buried Defects in the EC NDE of Aeronautical Multi-Layered Lap-Joints

Alan TASSIN, Yohan LE DIRAISON and Pierre-Yves JOUBERT
*SATIE, ENS Cachan, CNRS, UniverSud,
61 Avenue du Président Wilson, 94235 CACHAN Cedex, France*

Abstract. The authors present a multi-coil EC sensor dedicated to the rapid inspection of aeronautical riveted lap joints, and compare the efficiency of two signal processing methods based on principal component analysis and independent component analysis, to enhance the detection of buried defects appearing next to the rivets.

Keywords. Eddy current multi-sensor, buried defects, aeronautical riveted lap-joints, source separation techniques, principal component analysis, independent component analysis.

Introduction

The detection of buried defects growing next to the rivets in aeronautical riveted lap-joints is a major preoccupation for the NDE of ageing aircrafts. NDE techniques should be fast, since aircrafts feature a large amount of rivets, and reliable, since buried defects are particularly difficult to detect. In this context, the authors propose a dedicated eddy current (EC) sensor, associated to source separation techniques, for an enhanced detection of buried defects.

1. Experimental Set-Up

In this study, an EC sensor was designed for the rapid inspection of riveted lap-joints. The sensor is constituted of an EC inductor featuring a large coil wound within a magnetic cup-core, and 2 pairs of pickup coils, connected in series and in phase opposition, so that a differential measurement can be carried out along the x-axis and the y-axis (Figure 1). Each pair of coils is constituted of two flat 8-layer PCB coils and is placed under the exciting coil so that no EC signal is provided in absence of defect when the sensor is placed above the inspected rivet (Figure 1). This specific configuration enables the inspection of each rivet to be achieved in a single EC acquisition.

In this study, the sensor was implemented for the inspection of a laboratory made riveted lap-joint mockup, constituted of five aluminum based alloy plates featuring a $35MS.m^{-1}$ electrical conductivity, a $2mm$ thickness, and various defects placed next to the rivets in the 2nd or 3rd plates (Figure 1). The defects are rectangular notches oriented along the main direction of the lap-joint (x -axis). They feature a $0.5mm$ width, a $2mm$ height, and their length ranges from $1mm$ to $10mm$.

The EC data acquisitions were carried out thanks to a PC controlled impedance analyzer HP4192A, and the sensor was moved by a PC controlled 3-axis robot, so that the influence of the sensor mispositioning (lift-off and tilt) can be considered as negligible.

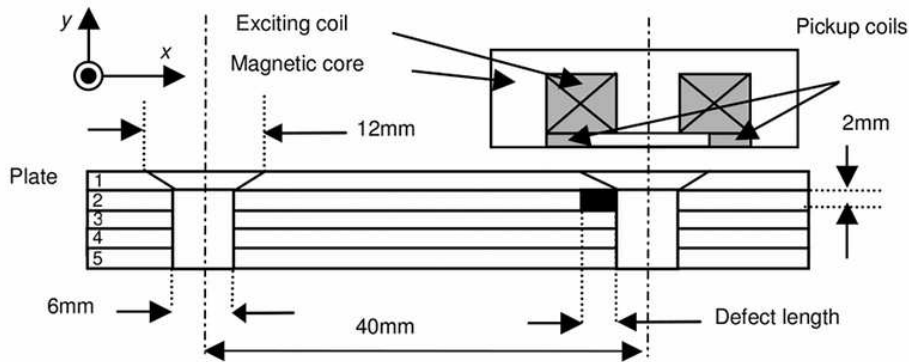


Figure 1. Structure of the riveted lap-joint mockup and of the dedicated EC sensor.

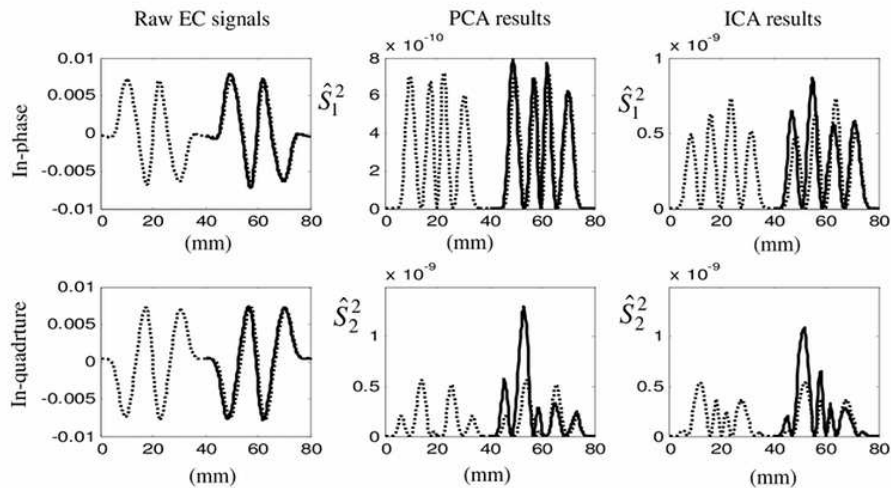


Figure 2. Raw EC signals (1200Hz) obtained along the x -axis, PCA and ICA result components along the x -axis. Two averaged sound rivets centered at $x = 20mm$ and $x = 60mm$ (dotted lines). Flawed rivet centered at $x = 60mm$ (solid line). The defect is $5mm$ long and placed in the second plate.

The sensor was implemented in two different modes: the scanning mode (S-mode) in which the EC signals are provided while the sensor is moving along the x-axis, and the punctual mode (P-mode) in which the sensor is only operating above the inspected rivet, for a rapid lap-joint inspection (Figure 1). Since only defects oriented along the x-axis are considered in this study, only the pair of pickup coils placed along the x-axis (Figure 1) is used.

2. Source Separation Techniques for the Enhanced Detection of Buried Defects

As shown in Figure 2, the EC signatures of the defects are rather difficult to analyze from the raw signals, firstly because of the attenuation of the EC density with the depth of the defect, and secondly because their EC signatures are masked by the rivets.

In order to enhance the detection of the defects, the authors consider two source separation techniques: the principal component analysis (PCA) and the independent component analysis (ICA). In both techniques, the EC signals are assumed to be constituted of linear mixings of different sources, and the sensor modeling is therefore expressed by:

$$M = TS \Leftrightarrow \begin{Bmatrix} \bar{m}_1 \\ \bar{m}_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \bar{s}_1 \\ \bar{s}_2 \end{Bmatrix} \quad (1)$$

where the rows of M are the EC signals (in-phase and in-quadrature signals shown in Figure 2), T is the unknown transfer function of the EC sensor, and the rows of S are the two sources of interest (rivet and defect sources). Both techniques perform the estimation of the sources S from the measurements M , but under different assumptions.

2.1. PCA Basic Principle

In the PCA method, the sources are assumed to be centred and uncorrelated, so that:

$$SS^T = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Furthermore, the column vectors of T are assumed to be orthogonal, which means that T can be decomposed as the product of a rotation matrix R and a dilatation matrix D :

$$T = RD = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_2 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Under these assumptions, the variance-covariance matrix MM^T is expressed by:

$$MM^T = TSS^T T^T = R \begin{bmatrix} d_1^2 \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & d_2^2 \sigma_2^2 \end{bmatrix} R^T. \quad (4)$$

Besides, the singular value decomposition of MM^T leads to:

$$MM^T = V \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} V^T \quad (5)$$

where V is the matrix of the singular vectors of M associated to the singular values λ_1 and λ_2 . According to Eqs. (4 and 5), the rotation matrix R can be identified to matrix V . Finally, the PCA consists in the computation of $V^T M$ which leads to the estimation of the sources S , since:

$$V^T M = V^T (TS) = (V^T R)(DS) = \begin{bmatrix} d_1 \bar{s}_1 \\ d_2 \bar{s}_2 \end{bmatrix} = \hat{S}. \quad (6)$$

Since the vectors of R and T appear in an unknown order, the sources of S are rather separated than estimated. Besides, the vectors of V are chosen to be arranged by decreasing order according to their singular values [1]. Therefore, in this study, the implementation of the PCA will carry out a source separation in which the first row \hat{S}_1 of \hat{S} is expected to be relative to the rivet (the rivet features a high contribution to the EC signals) and the second row \hat{S}_2 is expected to be relative to the defect (the defects feature a low contribution to the EC signals).

2.2. PCA Implementation

The efficiency of the source separation techniques is related to the acceptance of the assumptions expressed in section 2.1. which are not obvious. However, if the assumptions are not entirely verified, the PCA is known to carry out a good rejection of the higher source (rivet) while estimating the source of lower energy (defect) [1,2], which is quite satisfactory in the case of defect detection.

Furthermore, the excitation frequency can be optimized so that the assumptions can be approached, if not entirely fulfilled [3]. In this study, frequency $f_2 = 1200\text{Hz}$ is chosen for the detection of 2nd plate defects, and $f_3 = 600\text{Hz}$ for the detection of 3rd plate defects, according to the frequency optimization presented in [3].

As an example, the PCA was implemented on the EC signals obtained at frequency f_2 for the inspection of a sound rivet and of a flawed rivet in plate 2. The raw EC signals and PCA results are shown in Figure 2, in which one can note that the second PCA component (\hat{S}_2) allows the presence of the defect to be highlighted, over the whole rivet signature (S-mode) or only over the central peak of the signature (P-mode). In order to characterize the efficiency of the method, the authors define a defect detection ratio ρ , expressed by:

$$\rho = \frac{\left\| \hat{S}_2^d \right\|_{\text{flawed rivet}}^2}{\left\| \hat{S}_2^s \right\|_{\text{sound rivet}}^2} \quad (7)$$

where the numerator is the norm of \hat{S}_2 computed over the signature of a flawed rivet (in S-mode or P-mode), and the denominator is the norm of \hat{S}_2 computed over the signature of a reference sound rivet (in S-mode or P-mode).

As an illustration, the detection ratio was computed for the detection of 10 defects buried in the 2nd plate, ranging from a 1mm length to a 9mm length, and inspected in S-mode at $f_2 = 1200\text{Hz}$. The obtained results are plotted in Figure 3, as a function of the rotation angle θ , for which $\theta = 0$ is relative to the direction of the first vector of V (rivet source) and $\theta = \pi/2$ is relative to the direction of the 2nd vector of V (defect source). One can note that the PCA provides a maximum detection ratio $\rho = \rho_{max} > 1$ for $\theta = \pi/2$ (i.e., as expected, the defects appear on the second PCA component \hat{S}_2), and that $\rho \approx 1$ for $\theta = 0$ (i.e. only the rivet source appears on the first PCA component \hat{S}_1).

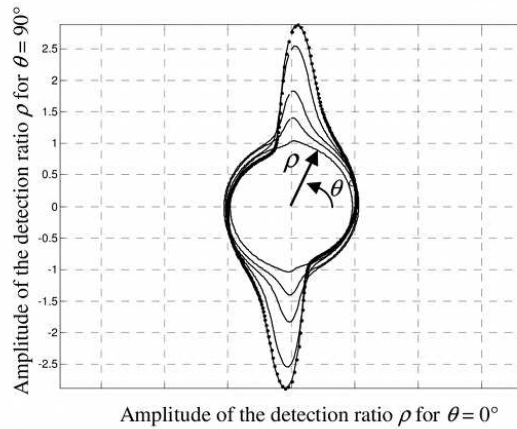


Figure 3. Defect detection ratio ρ (defined in Eq. 7) as a function of the projection angle θ in polar coordinates (ρ : radius, θ : angle). Acquisitions made at $f_2 = 1200\text{Hz}$, defects placed in the 2nd plate and lengths ranging from 1mm to 9mm.

2.3. ICA principle and implementation

The ICA method is based on an extension of the Central Limit Theorem [4], which states that the distribution of the linear mixing of two independent sources is more gaussian than the distribution of each source. The gaussianity of a signal s can be estimated by the kurtosis criterion [4], expressed in Eq. (8), which tends to zero for a gaussian signal:

$$\text{kurt}(s) = E[(s - \bar{s})^4] - 3(E[s - \bar{s}^2])^2. \quad (8)$$

Therefore, the estimation of non-gaussian independent sources is achieved by finding the linear combinations of the considered signals which maximize the absolute value of the kurtosis [4]. However, the comparison of the kurtosis values of different signals is only consistent for signals which are centred and of unity variance.

Therefore, the implementation of the ICA requires a previous whitening step [4] by the means of a PCA of the variance-covariance matrix MM^T of the measurements, and expressed by:

$$\tilde{M} = V \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}^{-1/2} V^T M \quad (9)$$

in which \tilde{M} are the whitened measurements.

The implementation of the ICA then consists in the research of the optimum rotation angle $\theta = \theta_{opt}$, so that:

$$|kurt_{\max}| = \left| kurt \left(\begin{bmatrix} \cos \theta_{opt} \\ \sin \theta_{opt} \end{bmatrix} \tilde{M} \right) \right| \quad (10)$$

Finally, the ICA estimation of the sources then reads:

$$\hat{S} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{opt} & -\sin \theta_{opt} \\ \sin \theta_{opt} & \cos \theta_{opt} \end{bmatrix} \tilde{M} \quad (11)$$

In this method, the estimated sources are not likely to appear in a predefined order. Therefore, the identification of the sources requires a calibration step obtained on known flawed situations. In this study, the source relative to the rivet is chosen to be placed in \hat{S}_1 and the source relative to the defect (which maximizes the detection ratio defined in Eq. 7) is chosen to be placed on \hat{S}_2 , for the sake of comparison with the PCA results.

As an illustration, the ICA was implemented for the processing of the raw EC signatures of a sound rivet and a rivet featuring a 5mm long defect buried in plate 2. The results are compared to the raw EC signatures and to the PCA results in Figure 2. One can note that \hat{S}_2 is mainly relative to the defect, and that \hat{S}_1 is mainly relative to the rivet alone, in S-mode or P-mode.

3. Detection results using PCA and ICA

The PCA and ICA based defect detection methods were implemented using the EC signals provided by the inspection of 10 flawed rivets in plate 2, 10 flawed rivets in plate 3 and 10 sound rivets, in S-mode and in P-mode, at $f_2=1200\text{Hz}$ and $f_3=600\text{Hz}$.

The PCA and ICA were carried out using each flawed rivet signature separately (PCA2, ICA). The PCA was also carried out on a reference sound rivet signature obtained by the averaging of 10 sound rivet signatures (PCA1), so that the determination of the rivet source \hat{S}_1 is less influenced by the presence of the defect. Then, the detection ratio ρ was computed as expressed in Eq. (7), in each detection case, as a function of the defect length. The results obtained for defects in plate 2 are presented in Figure 4, and defects in plate 3 in Figure 5. In each case, detection ratio $\rho = 0\text{dB}$ is relative to the defect detection method applied to the reference sound rivet. In addition, a detection threshold was computed. This threshold corresponds to the

highest value of $\rho \neq 0dB$ (wrongly) obtained for the inspection of sound rivet samples. Above this threshold, defects are correctly detected without false alarm.

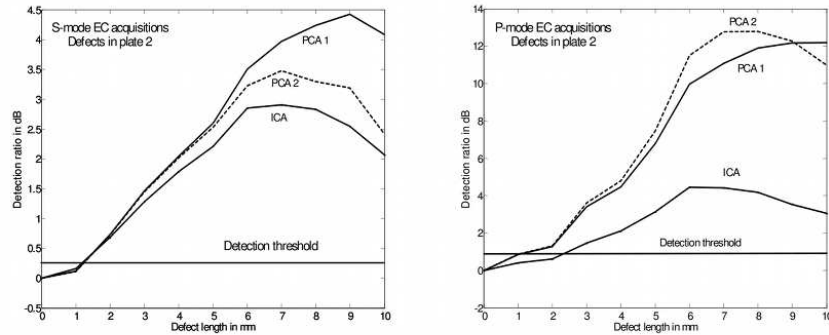


Figure 4. Detection ratio versus defect length for PCA and ICA based detections of defects buried in the 2nd plate. Acquisition carried out at $f_2=1200\text{Hz}$ in S-mode (left) and P-mode (right).

The detection results obtained in plate 2 (Figure 4) show that defects longer than 1mm are detected without false alarm. However, one can note that the detection ratio decreases for the longer defects. This feature can be attributed to a poor verification of the linearity assumptions for long defects (i.e. a reduced efficiency of the source separation methods) and to the distance between the 2 pickup coils (12mm) which is not optimum for defects longer than 5mm . Finally, one can note that best detection results are obtained with the PCA applied on P-mode EC signals, which enables a higher rejection of the rivet signature.

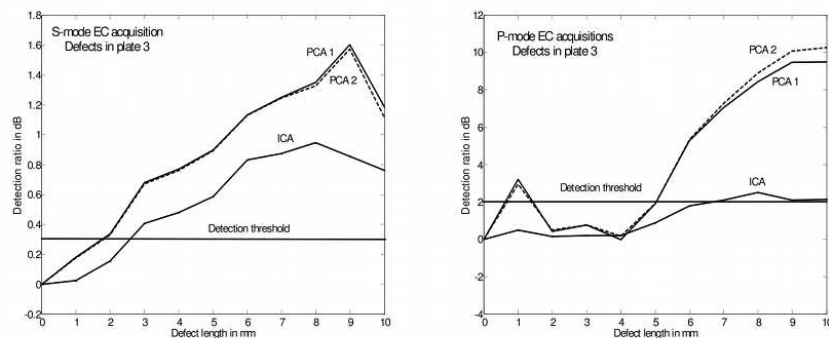


Figure 5. Detection ratio versus defect length for PCA and ICA based detections of defects buried in the 3rd plate. Acquisitions carried out at $f_3=600\text{Hz}$ in S-mode (left) and P-mode (right).

Same conclusions can be derived from the results obtained in plate 3 (Figure 5), except that defects longer than 2mm can be detected without false alarm in S-mode, and longer than 5mm in P-mode. The ICA is inadequate for the detection of defects in P-mode and less efficient than PCAs in S-mode. These results can be explained by the high source rejection possibilities provided by the PCA [1,2] when estimating the source of low

energy. This feature is not operative with the ICA because of the whitening step expressed in Eq. (9). Also, one can note that the results obtained in PCA1 and PCA2 are quite similar: indeed, the directions of the first eigenvectors are quite identical in both approaches, since the presence of the deeply buried defects hardly modifies the EC signatures of the rivets.

Finally, the presented results exhibit some scattering of the data relative to small defects and sound rivets, which leads to non-detection or false alarms. This feature can be attributed to the poor accuracy of the machining of both the used mockup and sensor array, and to the possible presence of air gaps between the lap joint plates, since they are not fastened with real rivets.

Conclusion

In this paper the authors have presented and compared the implementation of two source separation techniques (PCA and ICA) used for the detection enhancement of buried defects growing next to the rivets. The methods were implemented on the EC signals provided by a specific eddy current sensor dedicated to the rapid inspection of riveted lap-joints. The sensor was used in scanning mode and in punctual mode, in the case of buried defects placed in the 2nd or 3rd plate of a riveted lap-joint mockup. The obtained results show that the sensor could be optimized so that all defect lengths can be considered with equal detectability. Also, the PCA appears to be more efficient than the ICA, thanks to its ability to reject the source of higher energy (rivet) when estimating the source of lower energy (defect). Further works will focus on the extension of the signal processing technique to 2D EC signals, in order to detect defects of any orientation, and to reject the possible edge effect occurring in the inspection of rivets placed near the edges of the lap-joint. Finally, a multi-frequency approach will be developed in order to extend the detection technique to a classification scheme.

Acknowledgements

This work was supported by grants from Région Ile-de-France in the framework of the competitiveness cluster SYSTEM@TIC PARIS-REGION (Digital Production project).

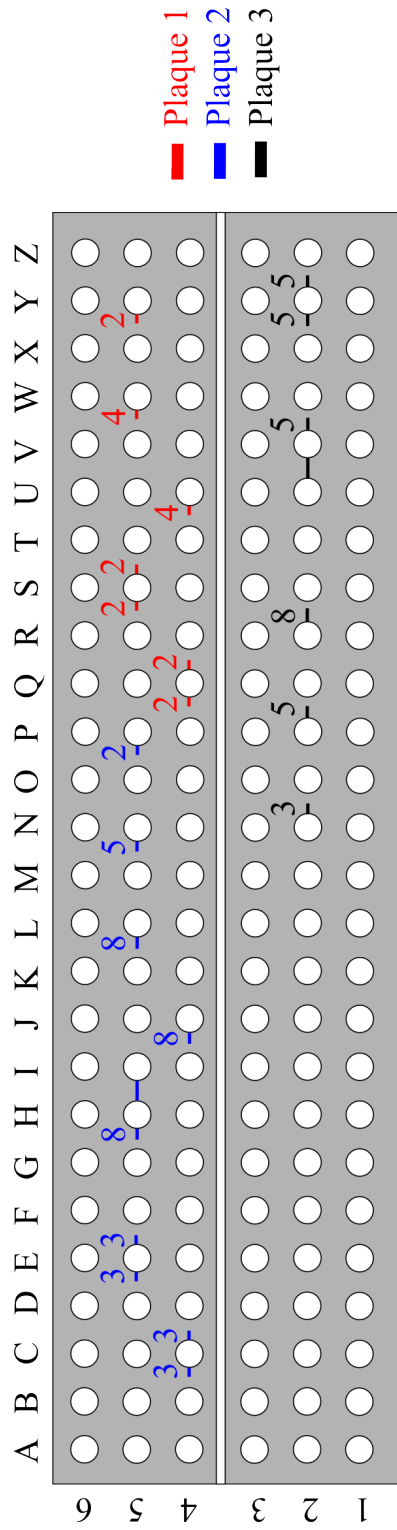
References

- [1] T. Jolliffe, *Principal Component Analysis*, Springer Verlag, New York, 2002
- [2] S. Hermosilla-Lara, P.-Y. Joubert, D. Placko, *Identification of thermal and optical effects for the detection of open-cracks in photothermal non destructive testing*, Eur. J. Appl. Phys. 24, 223-229 (2003)
- [3] Y. Le Diraison, P.-Y. Joubert, *Multi-frequency Eddy Current Imaging for the detection of buried cracks in aeronautical structures*, in proceedings of ENDE 2007, 19-21 June 2007, Cardiff, United Kingdom.
- [4] A. Hyvärinen, J. Karhunen, E. Oja, *Independent Component Analysis*, John Wiley and sons, 2001

Annexe B

Schéma de la maquette EADS

Nous trouverons dans cette annexe la description de la maquette EADS utilisée à la fin du chapitre 3.



Bibliographie

- [ABFR00] Patrice AKNIN, M. BENTOUMI, F. FESSANT et F. RAUX : Chaîne d'instrumentation embarqué pour la détection temps réel de défauts de rails débouchants. *In C2I 2001*, volume 2, pages 269–277, 2000.
- [Aid] *Aide du logiciel ANSYS*.
- [AR97] R. ALBANESE et G. RUBINACCI : Finite element methods for the solution of 3D eddy current problem. *Advances in Imaging and Electron Physics*, 102:1–86, 1997.
- [ASBV08] Maria ADAMO, Ettore SARNELLI, Carmela BONAVOLONTÀ et Massima VALENTINO : Investigation on artificial cracks by scanning SQUID magnetic microscope. *In European Magnetic Sensors & Actuators Conference.*, Caen, juin 2008.
- [Avi] AVIATION SAFETY NETWORK : <http://aviation-safety.net>.
- [BBFA88] M.N BAIBICH, J.M. BROTO, A. FERT et AL. : Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices. *Physical Review Letters*, 61(21):2472–2475, 1988.
- [Bry55] H.E. BRYAN : Printed inductors and capacitors. *Tele-Tech & electronic Industries*, 14(12):68, décembre 1955.
- [Bur] BUREAU D'ENQUÊTES ET D'ANALYSES POUR LA SÉCURITÉ DE L'AVIATION CIVILE : <http://www.bea-fr.org/>.
- [Cas97a] J.P. CASTERA : Applications de la magnéto-optique. *Techniques de l'ingénieur, traité Électronique*, E, 1997.
- [Cas97b] J.P. CASTERA : Effet et matériaux magnéto-optiques. *Techniques de l'Ingénieur, traité Électronique*, E, 1997.
- [Cen85] Centre d'Actualisation Scientifique et Technique - Institut Nationale des Sciences Appliquées. *Contrôle non destructif par courants de Foucault*, 1985.
- [Con] CONFÉDÉRATION FRANÇAISE POUR LES ESSAIS NON DESCTRICTIFS : <http://www.cofrend.com/>.
- [Dec03] J.M. DECITRE : *Modélisation électromagnétique et réalisation d'un dispositif d'imagerie magnéto-optique quantitatif*. Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, juillet 2003.
- [Dem02] G. DEMOMENT : *Voies nouvelles pour l'analyse des données en sciences de l'univers*, volume 12, chapitre Problèmes inverses en traitement du signal et de l'image, pages 3–34. EDP Sciences, Les ulis, 2002.
- [DF96] Jacques DUMONT-FILLON : Contrôle non destructif (CND). *Techniques de l'ingénieur*, R, 1996.
- [DPM⁺06] Jean-Marc DECITRE, Denis PRÉMEL, Gérard MANGENET, Etienne JULIAC et Wolf Dieter FEIST : Flexible EC array probe for the inspection of complex parts

- developed within the European VERDICT project. *In 9th European Conference on Non-Destructive Testing (ECNDT - 2006)*, Berlin Allemagne, septembre 2006.
- [DWP07] C. DOLABDJIAN, G. WACHE et L. PEREZ : Improvement in the detection of subsurface fatigue cracks under airframe fasteners using improved rotating giant magneto-resistance magnetometer head. *INSIGHT*, 49(3):133–136, 2007.
- [Ega75] J. P. EGAN : *Signal detection theory on ROC analysis*. Academic Press, 1975.
- [FTS+93] G.L. FITZPATRICK, THOMES D. K., SKAUGSET R. L., SHIH E. Y. C. et SHIH E. C. L. : Magneto-optic/eddy current imaging of ageing aircraft : a new technique. *Material Evaluation*, pages 1402–1407, december 1993.
- [FTS96] G.L. FITZPATRICK, D.K. THOME et R.L. SKAUGSET : Magneto-optic/eddy current imaging of subsurface corrosion and fatigue cracks in aging aircraft. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 15:1159–1166, 1996.
- [Ga02] S GÄRTNER et AL. : Non-destructive evaluation of aircraft structures with a multiplexed HTS rf SQUID magnetometer array. *Physica C*, 372-376:297–290, 2002.
- [GCg+07] R. GRECHISHKIN, S. CHIGIRINSKI, M. GUSEV, O. CUGAT et N. DEMPSEY : Magnetic imaging films. *Springer*, 2007.
- [GPDV+05] C GILLES-PASCAUD, J.M. DECITRE, F. VACHER, C. FERMON, M. PENNETIER et G. CATIAUX : Eddy Current Flexible Probes for Complex geometries. *In 32nd Annual Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation (QNDE - 2005)*, Brunswick, Maine Etats-unis, août 2005.
- [HO00] A. HYVÄRINEN et E OJA : Independent component analysis : algorithms and applications. *Neural Networks*, 13:411–430, 2000.
- [HTR35] E.P. HARRISSON, TURNEY G.L. et H. ROWE : Considerations on double exchange. *Nature*, 8:961, 1935.
- [Ida94] Nathan IDA : *Numerical Modeling for Electromagnetic Non-Destructive Evaluation*. Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [JLB04] Pierre-Yves JOUBERT et Yann LE BIHAN : *Contrôle non destructif électromagnétique en aéronautique*, volume 4(1-2) de *Instrumentation Mesure Métrologie (I2M)*. Hermès, 2004.
- [JLDP07] Pierre-Yves JOUBERT, Yohan LE DIRAISON et Jean PINASSAUD : Procédé et dispositif d'imagerie à courant de Foucault pour la détection et la caractérisation de défauts enfouis dans des structures complexes. *Brevet WO2007135265*, 2007.
- [JNC+06] X. JACOB, A. NADIM, O CASULA, C. POIDEVIN et E ABITTAN : Piping Inspection Using a 3-D Smart Flexible Phased Array. *ICNDE*, 2006.
- [Ka03] Matthijs KOORNTRA et AL. : Transport Safety Performance In the EU : a Statistical Overview. Rapport technique, European Safety Council, 2003.
- [LB00] Yann LE BIHAN : *Conception et caractérisation d'un dispositif à courants de Foucault pour l'évaluation non destructive de l'épaisseur de paroi d'aubes de turbines creuses*. Thèse de doctorat, ENS de Cachan, 2000.
- [LD05] Yohan LE DIRAISON : Étude pour l'amélioration d'un imagheur magnéto-optique. Mémoire de D.E.A., ENS CACHAN, 2005.
- [LDJ07] Yohan LE DIRAISON et Pierre-Yves JOUBERT : Multi-frequency Eddy Current Imaging for the Detection of Buried cracks in Aeronautical Structures. *In Electromagnetic NonDestructive Evaluation (ENDE)*, Cardiff University, Wales, United Kingdom, 2007.
- [Lib79] H.L. LIBBY : *Introduction to Non-destructive Test Methods*. Robert Krieger Publisher Company, New-York, 1979.

- [Mad98] N. MADAOUÏ : *Conception et modélisation d'un dispositif expérimental pour la reconstruction tomographique d'images 3D par courant de Foucault*. Thèse de doctorat, Université de Paris-Sud, juillet 1998.
- [Mil97] Dominique MILLER : *Contribution à l'étude et à la réalisation d'une sonde multi-éléments à courants de Foucault et de l'instrumentation associée, destinée à la détection et à la reconstruction tomographique de défauts dans les tubes de générateurs de vapeur*. Thèse de doctorat, Université Paris XI, 1997.
- [MKB79] K.V. MARDIA, J.T. KENT et BIBBYN J.M. : *Multivariate Analysis*. Academic Press, 1979.
- [MRAa06] D MENARD, G RUDKOWSKA, AJIRO N et AL. : Progress towards the optimization of the signal-to-noise ratio in giant magnetoimpedance sensors. *Sensor and actuators A : Physical*, 129(1-2):6–9, 2006.
- [NMH02] Pavel NOVOTY, Maxim MOROZV et Lubomir HUDEC : On application of magneto-optic films in NDE. *NDT&E International*, 35:227–232, 2002.
- [NMK⁺07] P. NOVOTNY, P. MACHAC, M. KUCERA, K. NITSCH et B. SKRBK : Diagnosis of austenitic steel valves with the magneto-optical method. *NDT&E International*, 40(3):203–207, 3 avril 2007.
- [NSM04] P. NOVOTNY, P. SADDL et P. MACHAC : A magneto-optic imager for NDT applications. *NDT&E International*, 37(8):645–64, 2004.
- [Pin04] Jean PINASSAUD : *Réalisation et optimisation d'un prototype d'imageur magnéto-optique destiné au contrôle non-destructif des structures aéronautiques*. Thèse de doctorat, CNAM, 2004.
- [PK07] Dominique PLACKO et Tribikram KUNDU : *DPSM for Modeling Engineering Problems*. Willey, 2007.
- [Pur98] E. M. PURCELL : *Cours de physique de Berkeley, tome 2 : Électricité et magnétisme*. Dunod, 1998.
- [PUS04] Unsang PARK, Lalita UDPA et George C. STOCKMAN : Motion-based filtering of magneto-optic imagers. *Image and Vision Computing*, 22:243–249, 2004.
- [Pér04] José-Philippe PÉREZ : *Optique, fondements et applications*. Dunod, 2004.
- [Ra08] Hasanzadeha RPR et AL. : Optimal signal-adaptive maximum likelihood filter for enhancement of defects in eddy current c-scan images. *NDT&E Int*, doi :10.1016/j.ndteint.2008.01.005, 2008.
- [Rao65] C.R. RAO : *Linear Statistical Interference and its Applications*. Wiley, New-York, 1965.
- [Rip92] P. RIPKA : Review of fluxgate sensors. *Sensors and Actuators A : Physical*, 33(3): 129–141, septembre 1992.
- [RLBJ⁺07] Cyril RAVAT, Yann LE BIHAN, Pierre-Yves JOUBERT, Claude MARCHAND et Pays de Galles (2007) (ENDE 2007), Cardiff : Comparative Study of Coil Arrangements for the EC Testing of Small Surface Breaking Defects. In *Electromagnetic Non-destructive Evaluation (ENDE)*, Cardiff University, Wales, United Kingdom, 2007.
- [RTV⁺07] G. RUBINACCI, A. TAMBURRINO, S. VENTRE, P.-Y. JOUBET et J. PINASSAUD : Numerical modeling of a continuous level Eddy Current Imager. In *E'NDE, Electromagnetic Non-destructive Evaluation (X)*, S. Takahashi & H. Kikuchi (Eds.), pages 33–40. IOS Press, 2007.
- [RWJ⁺07] C. RAVAT, M. WOYTAZIK, P.-Y. JOUBERT, Y. LE BIHAN, C. MARCHAND, E. DUFOUR-GERGAM, J. MOULIN et E. MARTINCIC : Study for the design of Eddy Current microsensor arrays for non destructive testing applications. In *Transducers'07*, pages 583–587, juin 2007.

- [RZR⁺01] U. RADTKE, R. ZIELKE, H.-G RADEMACHER, H.-A. CROSTACK et R. HERGT : Application of magneto-optical method for real-time visualization of eddy currents with high spatial resolution for nondestructive testing. *Opt. Lasers Engng*, 36:251–268, 2001.
- [Sap78] G. SAPORTA : *Théories et méthodes de la statistique*. institut Français du Pétrole, 1978. Technip. br. in 8. 386 p.
- [SL76] G.B. SCOTT et D.E. LACKLISON : Magneto optic properties and applications of bismuth substituted iron garnet. *IEEE transactions on magnetics*, 22:292–311, 1976.
- [SLG04] T SOLLIER, B LORECKI et O GOUPILLON : CODECI, anew system for the inspection of surface breaking flaws based on eddy current probe and high resolution CCD camera. *Electromagnetic Nondestructive Evaluation (VIII), Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics, IOS Press*, 24:215–222, 2004.
- [SPRB97] H. SCHEPENS, M PIGEON, J. REUCHET et D. BOULANGER : Amélioration du contrôle des tubes de GV avec la sonde à excitation tournante. In *Congrès Cofrend sur les essais non destructifs*, Nantes, septembre 1997.
- [TJV08] Vincent THOMAS, Pierre-Yves JOUBERT et Éric VOURC'H : Comparative study of sensing element for the design of an eddy current probe dedicated to the imaging of aeronautical fastener holes. In *European Magnetic Sensors & Actuators Conference*, juin 2008.
- [TLDJ07] Alan TASSIN, Yohan LE DIRAISON et Pierre-Yves JOUBERT : A Comparative Study of Source Separation Techniques for the Detection of Buried Defects in the EC NDE of Aeronautical Multi-Layered Lap-Joints. In *Electromagnetic NonDestructive Evaluation, June 2007, Cardiff University, Wales, United Kingdom*, 19th -21st juin 2007.
- [Vac07] François VACHER : *Développement d'un imageur magnétique pour le contrôle non destructif par courants de Foucault*. Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, juin 2007.
- [VAGP07] F. VACHER, F. ALVES et C. GILLES-PASCAUD : Eddy current non destructive testing with giant magneto-impedance sensor. *NDT & E international*, 40(6):439–442, septembre 2007.
- [VBNN08] V.G. VISHNEVSKII, V.N. BERHANSKY, A.N NEDVIGA et A.N. NESTERUK : Visualizer of magnetic protection of securities and bank notes. *European Magnetic Sensors & Actuators Conference*, juin 2008.
- [VGPD⁺06] F VACHER, C. GILLES-PASCAUD, J.-M. DECITRE, C. FERMON et M. PANNETIER : non destructive testing with GMR magnetic sensor arrays. In *ECNDT 2006*, Berlin, novembre 2006.
- [War02] WARSITO : *Étude Magnéto Optique à effet Faraday du comportement de dispositifs supraconducteurs à haute température critique*. Thèse de doctorat, Université de Caen / Basse-Normandie, avril 2002.
- [Woy05] Marion WOYTASIK : *Étude des procédés de fabrication de microdispositifs électromagnétiques sur supports souples pour l'imagerie médicale (IRM) et le contrôle non-destructif des matériaux*. Thèse de doctorat, Université Paris VI Pierre et Marie Curie, décembre 2005.
- [YNF⁺04] S. YUASA, T. NAGAHAMA, A. FUKUSHIMA, Y. SUZUKY et K. ANDO : Giant room-temperature magnetoresistance in single-crystal Fe/MgO/Fe magnetic tunnel junctions. *Nature Materials*, 3:868–871, décembre 2004.

Titre : IMAGERIE À COURANTS DE FOUCAULT POUR L'ÉVALUATION NON-DESTRUCTIVE DE STRUCTURES RIVETÉES AÉRONAUTIQUES.

Résumé : Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire ont permis le développement d'imagers à courants de Foucault (ICF) intégrés et innovateurs utilisant un procédé magnéto-optique pour la mesure directe haute résolution de champ magnétique. Les ICF sont destinés à l'évaluation non-destructive des joints rivetés sur des structures aéronautiques et permettront la caractérisation avancée de ces structures. Les images fournies par l'ICF de laboratoire utilisé durant cette thèse et appliqué à l'inspection de rivets fissurés présentent des informations utiles pour la caractérisation des rivets. Ces images nécessitent des traitements par des algorithmes d'amélioration de la visualisation des fissures afin de mener à bien ces caractérisations. Ces algorithmes basés sur des analyses en composantes principales (ACP) ont été développés et leurs performances quantifiées. A partir de ces données traitées, des processus de caractérisation de rivets, c'est à dire la détection de fissures et leur classification en termes de longueur et profondeur, ont été proposés. Ces traitements donnent de bons résultats et permettent de localiser assez précisément des fissures enfouies dans les plaques de métal rivetées. Cette étude est particulièrement encourageante car elle permettra par la suite d'appliquer des algorithmes d'inversion afin de reconstruire les défauts détectés.

Mots Clés : Analyse en composante principale, Caractérisation de défauts, Évaluation non-destructive, Courants de Foucault, Imagerie magnéto-optique, Maximum de vraisemblance, Séparation de sources.

TITLE: EDDY CURRENT IMAGING FOR THE NON-DESTRUCTIVE EVALUATION OF AERONAUTICAL STRUCTURES.

Summary: An eddy current imager (ECI) based on a magneto-optical concept for the high resolution direct magnetic field visualization was developed. This device is mainly intended to the non-destructive evaluation of aeronautical riveted lap joints. Firstly, the optimization of the ECI components was carried out thanks to 3D finite element computations and experimentation. Its complete characterization was also made. Secondly, the study of the ECI measurements was made, thanks to a laboratory made lap joints mock-up featuring defects buried down to 8 mm and placed side by side the rivets. This study underline the requirement of an algorithm which enable the enhancement of defect visualization compare to the rivets. This method, based on the principal component analysis, was developed and several modes were defined and evaluated for the visualization of buried defects, potentially oriented around the rivets. Finally, two algorithms based on the maximum likelihood was studied in order to obtain an automatic detection and characterization of buried defects . that algorithms give good results and allow the localization of buried defects with 80% probability. The whole study enabled the development of a new ECI prototype destined to *in situ* controls. Its performances are better than the prototype used in this thesis.

Key words: Defect characterization, Eddy currents, Magneto-optical imaging, Maximum likelihood, Non-destructive evaluation, Principal component analysis, Source separation