



HAL
open science

Systèmes électromagnétiques pour la mesure, l'analyse et la transmission d'informations

Eric Vourc'H

► **To cite this version:**

Eric Vourc'H. Systèmes électromagnétiques pour la mesure, l'analyse et la transmission d'informations. Electronique. Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2013. tel-02498148

HAL Id: tel-02498148

<https://theses.hal.science/tel-02498148>

Submitted on 4 Mar 2020

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.

Ecole Normale Supérieure de Cachan

Ecole Doctorale Sciences Pratiques

Mémoire pour l'obtention de

l'Habilitation à Diriger les Recherches

Eric Vourc'h

**Systèmes électromagnétiques pour la mesure,
l'analyse et la transmission d'informations**

présentée le 4 décembre 2013 devant le jury composé de :

Gérard Berthiau	Professeur	Université de Nantes - IREENA	Rapporteur
Gilles Despaux	Professeur	Université de Montpellier - IES	Rapporteur
Hamid Kokabi	Professeur	Université de Paris VI - L2E	Rapporteur
Pascal Picart	Professeur	ENSIM (Le Mans) - LAUM,	Examineur
Dominique Placko	Professeur	ENS Cachan - SATIE	Examineur et garant
Pierre-Yves Joubert	Professeur	Université de Paris Sud - IEF	Examineur
Lionel Cima	Docteur	PDG de Neology	Membre invité

Mémoire préparé au Laboratoire des Systèmes et Applications
des Technologies de l'Information et de l'Energie - SATIE – ENS Cachan
UMR-CNRS 8029

To the happy few.

Table des matières

Partie A : Notice biographique	5
Curriculum vitae	7
Activités d'enseignement	9
Activités de recherche	15
Responsabilités collectives	23
Partie B : Synthèse des travaux de recherche	25
Avant propos	27
1 Systèmes optiques-hyperfréquences	29
1.1 Contexte	29
1.2 Les systèmes optiques-hyperfréquences pour les télécommunications	30
1.3 Modulateurs électro-absorbants pour les transmissions haut débit par fibre optique	32
1.4 Filtre à bande latérale unique auto-accordable en longueur d'onde pour les réseaux d'accès radio-sur-fibre	32
1.5 Composants optoélectroniques à base de matériaux polymères	37
1.5.1 Contexte	37
1.5.2 Modulateurs de phase électro-optiques en polymères	37
1.5.2.1 Caractérisations	38
1.5.2.2 Expérimentations <i>système</i>	42
1.6 Conclusion	44
Article présenté	45
2 Capteurs magnétiques et de mesure de courant	53
2.1 Contexte	53
2.2 Approche générale appliquée à l'étude d'un capteur magnétique instrumenté	54
2.3 Mise en contexte des travaux : considérations sur les technologies de capteurs de champ magnétique et de mesure de courant	55
2.3.1 Les shunts	55
2.3.2 Les transformateurs de courant	56
2.3.3 Les bobines de Rogowski	56
2.3.4 Les sondes de Hall	57
2.3.5 Les magnétorésistances	58

2.3.6 Les fluxgates	60
2.3.7 Les autres composants	61
2.4 Principe et potentiel des capteurs à <i>Effet Néel</i>	61
2.5 Présentation des travaux	63
2.5.1 Modélisation	64
2.5.1.1 Modélisation numérique	64
2.5.1.2 Modélisation analytique	65
2.5.2 Topologies de capteurs et instrumentation	68
2.5.2.1 Capteur à structure différentielle	68
2.5.2.2 Capteur torique	68
2.5.2.3 Capteur torique à double noyau	69
2.5.2.4 Capteur torique à double noyau et à compensation de flux	69
2.5.3 Caractérisation	71
2.5.3.1 Capteur différentiel à noyaux parallélépipédiques : mesures en mode DC	71
2.5.3.2 Capteur torique rigide fonctionnant en boucle ouverte : mesures en modes DC et AC	72
2.5.3.3 Capteur torique souple fonctionnant en boucle fermée : mesures en mode DC	72
2.6 Conclusion et perspectives concernant les capteurs à <i>Effet Néel</i>	74
Articles présentés	75
3 Systèmes multi-capteurs et d'imagerie à courants de Foucault	97
3.1 Contexte	97
3.2 Approche générale appliquée aux problèmes d'évaluation non destructive par courants de Foucault	98
3.3 Mise en contexte des travaux : considérations sur les systèmes à courants de Foucault	99
3.3.1 Les technologies de capteurs	99
3.3.2 Capteurs et sondes ponctuels	101
3.3.3 Systèmes d'imagerie	102
3.3.3.1 Systèmes d'imagerie multi-capteurs	102
3.3.3.2 Systèmes d'imagerie magnéto-optique	104
3.4 Présentation des travaux	104
3.4.1 Capteurs et sondes ponctuels	104
3.4.1.1 Mono-capteur pour l'évaluation de jeux dans des assemblages multicouches	105
3.4.1.2 Sonde multi-capteurs ponctuelle pour la détection de défauts enfouis dans des joints rivetés aéronautiques	108
3.4.2 Systèmes d'imagerie	110
3.4.2.1 Sonde d'imagerie multi-éléments pour la caractérisation de défauts dans des attaches de voilures aéronautiques	110

3.4.2.2 Imagerie magnéto-optique en courants de Foucault pulsés pour l'évaluation de structures planes	118
3.5 Conclusion	121
Articles présentés	123
Perspectives	143
Bibliographie	147
Détail des activités d'enseignement de 2003 à 2013	155

Partie A

Notice biographique

Curriculum vitae

Etat civil

Eric Vourc'h
Français, né le 8 mai 1974

Coordonnées

Département EEA
Ecole Normale Supérieure de Cachan
61, avenue du Président Wilson,
94 235 Cachan Cedex

Tél. : 01 47 40 55 90, e-mail : eric.vourch@satie.ens-cachan.fr

Fonctions actuelles

Maître de Conférences (section CNU 63) depuis septembre 2003
à l' Ecole Normale Supérieure de Cachan (ENS Cachan).

Formation et diplômes

- **2002 : Doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) en Electronique**,
mention Très Honorable avec les félicitations du jury.

Sujet : Filtre optique à bande latérale unique auto-accordable pour les systèmes hybrides fibre-radio.

Date de soutenance : 28 novembre 2002

Composition du jury

Cafer Özkul	Université de Rouen	Rapporteur	Section CNU 10
Smaïl Tedjini	Institut National Polytechnique de Grenoble	Rapporteur	Section CNU 63
Gilles Burel	Université de Bretagne Occidentale	Examineur (directeur de thèse)	Section CNU 61
Michel Ney	Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne	Examineur (directeur de thèse)	
Didier Hervé	Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne	Examineur (encadrant)	
Denis Le Berre	Université de Bretagne Occidentale	Examineur (encadrant)	Section CNU 63
Philippe Gelin	Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne	Membre invité	
Eric Vergnol	France Télécom	Membre invité	

- **1999 : DEA d'électronique et microondes de l'UBO, mention assez bien.**
- **1998 : Maîtrise de physique de l'UBO**
- **1997 : Licence de physique de l'UBO.**
- **1996 : DEUG Mathématiques, Informatique et Applications aux Sciences de l'UBO.**

Parcours professionnel

- Depuis 2003 : Maître de conférences à l'**ENS Cachan**, enseignement au département Electronique, Electrotechnique et Automatique (EEA), recherche au laboratoire des Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (**SATIE**, CNRS-UMR 8029).
- 2002-2003 : Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche à Institut National Polytechnique de Grenoble (**INP Grenoble**), enseignement à l'École nationale supérieure en systèmes avancés et réseaux (**Esisar**), située à Valence, et recherche au Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (**LCIS**).
- 1999-2002 : Doctorant au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (**LEST**, CNRS-UMR 6165, Brest).

Vacataire d'enseignement à **l'IUP Télécommunications & Réseaux de l'UBO**, à **l'IUT GEII de l'UBO** et à **l'ENSIETA**.

Compétences

- Electronique analogique, communications numériques, systèmes de télécommunications.
- Capteurs, instrumentation, imagerie électromagnétique, modélisation électromagnétique, traitement de données pour l'évaluation non destructive, mesure de champ magnétique et de courant.
- Systèmes optique-hyperfréquences, caractérisation et modélisation de composants optiques et optoélectroniques, transmissions optiques-numériques et radio-sur-fibre.
- Logiciels et langages informatiques : Matlab, Orcad, ANSYS 3D, ADS, C...
- Langues : anglais (courant), espagnol (bon niveau).

Activités d'enseignement

Vacataire : IUP Télécom. & Réseaux, IUT GEII et ENSIETA, Brest (1999-2002)

Durant les trois années universitaires (1999-2001) sur lesquelles s'est étendue ma thèse, je me suis vu confier dans plusieurs établissements brestois (IUP Télécommunications et réseaux de l'UBO, IUT GEII de l'UBO, ENSIETA (aujourd'hui ENSTA Bretagne)), des vacations d'enseignement relevant de l'électronique, de l'électromagnétisme et de l'informatique.

¹ (Voir note de bas de page).

Année	Formation	Matière	Volume horaire	Total
1999-2000	1 ^{ère} et 2 ^{ème} années, IUP	Electromagnétisme et propagation	14h TD	14h
	1 ^{ère} et 2 ^{ème} années, IUP	Electromagnétisme et propagation	14h TD	
2000-2001	2 ^{ème} année, ENSIETA	Composants à semiconducteurs	9h C, 3hTD	26h
	1 ^{ère} et 2 ^{ème} années, IUP	Electromagnétisme et propagation	14h TD	
2001-2002	1 ^{ère} année IUP	Systèmes logiques (CAN, CNA, prog. de cartes)	40h TP	85h
	2 ^{ème} année, IUT	Informatique (langage C)	19h TP	
	2 ^{ème} année, ENSIETA	Composants à semiconducteurs	9h C, 3 h TD	
	1 ^{ère} et 2 ^{ème} années, IUP	Electromagnétisme et propagation	14h TD	

ATER à l'Esisar-INPG (2002-2003)

Nommé, en 2002, ATER à l'Esisar, école d'ingénieurs de l'INP Grenoble, je me suis vu confier des enseignements relevant de l'électronique, de l'optoélectronique des radio-fréquences et hyperfréquences répartis entre les 1^{ère}, 3^{ème}, 4^{ème} et 5^{ème} années de cette école .

Année	Formation	Matière	Volume horaire	Total
2002-2003	1 ^{ère} et 3 ^{ème} années	Electronique analogique	70h TP, 9h TD	192h
	4 ^{ème} année	Optoélectronique	69h TP	
	1 ^{ère} , 3 ^{ème} et 5 ^{ème} années	Radiofréquences/hyperfréquences	44h TP	

¹ Nota : Les chiffres figurant dans les tableaux correspondent à des heures *équivalent* TD.

Maître de conférences à l'ENS Cachan (depuis 2003)

En septembre 2003 j'ai été nommé Maître de conférences à l'ENS Cachan, avec pour mission d'enseigner l'électronique analogique, les communications numériques, les hyperfréquences et les télécommunications au sein de son département d'Electronique, Electrotechnique et Automatique (EEA). Ceci m'a amené à enseigner aux niveaux L3, M1 et M2, préparation à l'agrégation, et école doctorale dans les formations que décrit le tableau ci-après.

Abbréviation	Formation	Etablissement
Saphire	1 ^{ère} année Sciences Appliquées en PHysique et Ingénierie pour la Recherche et l'Enseignement (niveau L3)	ENS Cachan
L3 IST	L3 Information Systèmes et Technologies	Paris XI ²
M1 IST	M1 Information Systèmes et Technologies	ENS Cachan/Paris XI
M2 Restel	M2 (P) Information Systèmes et Technologies, spécialité Réseaux et Télécommunications	ENS Cachan/Paris XI
M2 ETM	M2 (R et P) Information Systèmes et Technologies, spécialité Electronique pour les Télécoms et Microcapteurs	ENS Cachan/Paris XI
Agreg. GE	Préparation à l'agrégation de génie électrique	ENS Cachan
M2 FEGE	M2 Formation d'enseignants pour le supérieur, spécialité génie électrique (remplace l'Agreg. GE à partir de 2010, avec l'entrée en vigueur de la <i>masterisation</i> des concours de l'enseignement)	ENS Cachan
Agreg. PA	Préparation à l'agrégation de sciences physiques, option physique appliquée à l'électricité	ENS Cachan
M2 FEPA	M2 Formation d'enseignants pour le supérieur, spécialité physique appliquée (remplace l'Agreg. PA à partir de 2010, avec l'entrée en vigueur de la <i>masterisation</i> des concours de l'enseignement)	ENS Cachan
M2 Monabiphot	M2 (R) Erasmus Mundus Molecular and biomolecular electronics and photonics.	ENS Cachan
M2 CMI	M2 (R et P) Physique Appliquée, spécialité Capteurs, Mesure et Instrumentation	ESPCI ³ /UPMC ⁴
EDSP	Ecole Doctorale Sciences Pratiques	ENS Cachan

Au sein des formations dont la liste précède, j'ai en particulier assumé :

- la responsabilité, depuis 2003, du cours de *radiofréquences et hyperfréquences*, dans la formation Agreg. GE ; puis, à partir de 2010, dans le M2 FEGE de l'ENS Cachan ;
- la construction et la responsabilité, depuis 2004, du cours de *systèmes de transmission numérique par fibre optique* dans le M2 IST, dans les spécialités Restel et ETM ;

² Paris XI : Université de Paris Sud XI.

³ ESPCI : Ecole Supérieure de Physique et Chimie Industrielles de la ville de Paris.

⁴ UPMC : Université Pierre et Marie Curie, Paris VI.

- la responsabilité, depuis 2006, du cours de *communications numériques*, dans la formation Agreg. PA, puis ; à partir de 2010, dans le M2 FEPA de l'ENS Cachan ;
- la responsabilité, depuis 2008, du cours de *capteurs industriels*, dans le M2 CMI ;
- la co-responsabilité, depuis 2011, de l'UE 431 *électronique pour la transmission de l'information*, dans le M1 IST ;
- la construction de deux cours en anglais : *signal processing* et *optical digital communication systems*, dans le M2 Monabiphot créé en 2006 à l'ENS Cachan.
- la construction et la responsabilité du cours de *formation appliquée à l'enseignement pratique de la physique* pour l'EDSP.

Le tableau ci-après énumère les enseignements que j'ai dispensés depuis ma nomination à l'ENS Cachan en 2003. Une version plus détaillée est fournie en annexe du manuscrit.

Période	Formation	Matière	Type	Volume moyen
2003-2013	Saphire	Mesures physiques (instrumentation)	TP	250h/an
		Physique des matériaux	TD	
	L3 IST	Bureau d'études en électronique analogique	TP	
		Instrumentation	TP	
		Travaux d'étude et de recherche	TP	
		Electronique et systèmes de transmission analogiques	TD, TP	
	M1 IST	Communications numériques	TP	
		Radiofréquences et hyperfréquences	C, TD	
	Agreg. GE et M2 FEGE	Electronique analogique et numérique	TP	
		Dossier (systèmes GPS et GSM)	TD	
		Leçon (tête HF de parabole satellite)	C, TD	
	Agreg PA et M2 FEPA	Filtrage analogique	C, TD	
		Agregation blanche	TD	
		Electronique et hyperfréquences	TP	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	C, TD	
M2 Monabiphot	Optical digital communication systems	C		

	Signal Processing	C
M2 ETM	Capteurs magnétiques	C
M2 CMI	Capteurs industriels (magnétiques)	C, TP
EDSP	Formation appliquée à l'enseignement pratique de la physique	C, TP

Un mot sur le métier d'enseignant

Sans doute le lecteur ne sera-t-il pas fâché, après l'austère lecture qu'il vient de s'infliger, de découvrir ici quelques considérations un peu personnelles au sujet de mon métier d'enseignant, avant qu'il ne soit plus question que de celui de chercheur — si tant est que l'on puisse séparer l'un de l'autre — comme il est de mise dans un rapport d'Habilitation à Diriger des Recherches.

Ma pratique de l'enseignement est maintenant longue d'une quinzaine d'années, si l'on y inclut les cours particuliers de sciences que je donnais à des lycéens ou étudiants en premier cycle universitaire, du temps où j'étais moi-même un étudiant à peine plus expérimenté.

Je n'ai pourtant jamais été ce que l'on appelle un fort en maths. Si pour certains les mathématiques sont évidentes, ce ne fut jamais le cas pour moi. Enfant, une étape d'un raisonnement me manquait-elle, je me trouvais plongé dans un abîme de perplexité.

C'est paradoxalement cette absence de bosse des maths, combinée aux caprices de la fortune, qui m'a conduit à enseigner les sciences. D'autres hasards auraient pu, j'en suis sûr, me verser dans l'instruction d'autres matières, car la nature m'a heureusement fait don d'une égale inaptitude dans une multitude de domaines.

Je dois à mon besoin de bien disséquer les questions scientifiques pour les élucider d'avoir toujours éprouvé de l'empathie envers les élèves désemparés devant ces sujets. Et là où le fort en maths, ignorant des difficultés, se trouve parfois incapable de leur porter secours, j'ai le sentiment de pouvoir être tant soit peu utile. De là est née mon envie d'enseigner.

Dire que je me sens, à quelque quinze ans de distance, aussi utile dans cette tâche que j'ai pu l'espérer autrefois serait sans doute exagéré. Avouerai-je qu'il m'arrive de maugréer contre les vidéoprojecteurs en panne, contre les alertes incendie intempestives qui vous jettent hors de la salle de cours, contre les écrans qui, suspendus à une vis unique, menacent de s'abattre sur votre crâne et finissent par le faire, contre les craies trop humides, contre les tableaux qui gondolent et les élèves qui se gondolent, contre les fautes de frappe qui pernacieusement se glissent dans les photocopiés de cours, contre l'étudiant endormi près du radiateur ou s'absorbant dans la manipulation de son smartphone...

En vérité, j'aurais mauvaise grâce à me plaindre car les publics que j'ai côtoyés se sont toujours avérés d'un commerce agréable. Au reste, le plus souvent j'ai eu la chance de leur enseigner des matières qui se trouvaient être plutôt dans mes cordes ; chance qui se confond largement avec celle d'avoir longtemps eu pour directrice de département Cécile Durieu, qui toujours fait bien les choses, sans oublier celle d'avoir toujours pu compter sur

les lumières de mon ami Jean-Pierre Barbot, électronicien, traiteur de signal, génie électricien... qui possède cet art particulier, lorsque vous vous trouvez démuni devant un sujet, de vous rendre compétent, ou à tout le moins de vous éviter de passer pour le contraire. Car, on a beau dire, l'impéritie n'est pas toujours une vertu.

Activités de recherche

Thèse à l'ENST Bretagne (1999-2002)

Laboratoire

Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST, CNRS-UMR 6165).

Thème de recherche

Systèmes de transmission d'information optiques hyperfréquences.

Sujet de thèse : Filtre optique à bande latérale unique auto-accordable pour les systèmes hybrides fibre-radio.

Travaux effectués sous l'encadrement de Didier Hervé, Denis Le Berre, Gilles Burel (directeur de thèse), Michel Ney (directeur de thèse).

ATER à l'Esisar-INPG (2002-2003)

Laboratoire

Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS), équipe Opsys.

Thème de recherche

Systèmes de transmission d'information optiques hyperfréquences.

Maître de conférences à l'ENS Cachan (depuis 2003)

Laboratoire

Laboratoire des Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (SATIE), pôle Systèmes d'Information et d'Analyse Multi-Echelles (SIAME), groupe Instrumentation et Imagerie (II).

Thèmes de recherche

Capteurs, multi-capteurs et imagerie électromagnétiques basses et moyennes fréquences, principalement appliqués au domaine de l'évaluation non destructive et capteurs magnétiques appliqués à la mesure de courant. Cette activité recouvre les aspects suivants :

- Conception de systèmes de capteurs, multi-capteurs et d'imagerie à courants de Foucault.
- Modélisation des interactions électromagnétiques capteur / cible (au moyen d'outils de simulation par éléments finis tels que ANSYS 3D).
- Traitement des données et des signaux pour la caractérisation des matériaux et structures (estimation de paramètres et problèmes inverses).
- Modélisation et caractérisation de capteurs magnétiques et de mesure de courant.

Collaborations

Collaborations institutionnelles et universitaires

- [CIU-1] Membre du projet FUI « Matériaux Magnétiques pour Machines et Transformateurs (3MT) », pôle de compétitivité ASTECH, Paris Région, piloté par Thalès, volet « Conception et caractérisation de capteurs de courant innovants », 2010-2013.
- [CIU-2] Membre (et représentant du SATIE) du projet GERIM 2 (mars 2012- mars 2015) pilotée par le CEA et réunissant des laboratoires de recherche (Institut Langevin, INRIA, LGEP, L2S, Poems, SATIE) et des partenaires industriels (Areva, Cetim, Dassault Aviation, EDF, EADS, EXTENDE, SNECMA, Technip). Développement d'une plateforme de recherche et d'innovation en contrôle non destructif portant en particulier sur l'imagerie magnétique haute résolution et haute sensibilité (depuis 2012).
- [CIU-3] Membre (et co-responsable avec Laurent Fribourg du LSV) du projet Farman INVERSYM regroupant les laboratoires SATIE et LSV de l'ENS Cachan, ainsi que l'IEF (Institut d'Electronique Fondamentale, Paris XI), portant sur la caractérisation de structures multicouches par inversion symbolique de données courants de Foucault (2013-2014).

Collaborations industrielles

- [CInd-1] Participation au contrat SATIE / Billanco (aujourd'hui Neelogy) (2006-2008) : « Etude et optimisation d'un capteur de champ/courant innovant ». Contrat réalisé en collaboration avec Pierre-Yves Joubert du SATIE.
- [CInd-2] Participation à une collaboration scientifique SATIE / Dassault Aviation (2007-2012) : « Sonde multicapteurs à courants de Foucault innovante pour l'imagerie de pièces complexes aéronautiques », « Techniques à courants de Foucault multifréquences pour l'évaluation d'écartement de pièces dans les assemblages aéronautiques ».
- [CInd-3] Participation au contrat SATIE / Snecma-Moteurs (2009-2010) : « Mesure de profondeur de fissures débouchantes pendant des essais de fissuration ».

Animation scientifique

- Organisateur, depuis décembre 2009, à l'intention des chercheurs et principalement des doctorants, des séminaires du SATIE portant sur les différents domaines du génie électrique et de la physique appliquée. Ceci représente l'organisation d'environ 7 séminaires par an.
- Organisateur de NCMIP 2014, 4th International Workshop on New Computational Methods for Inverse Problems.

Encadrements

Thèses

- [Th-1] **Thanh Long Cung** (Bourse gouvernementale vietnamienne)
Techniques Courants de Foucault multifréquences pour l'évaluation non destructive en aéronautique
- Doctorant ENS Cachan (EDSP), thèse soutenue le 22 juin 2012.
 - Taux d'encadrement : 50%, directeur de thèse Pierre-Yves Joubert (50%).
 - Publications avec le doctorant : [RN-2], [RI-5], [RI-7], [CN-2], [CI-4], [CI-8].
 - Situation en septembre 2012 : enseignant à l'Institut Polytechnique de Hanoi.
- [Th-2] **Vincent Thomas** (Allocation spécifique normalien bis)
Sonde multicateur pour l'imagerie à courants de Foucault multifréquences de pièces complexes
- Docteur de l'ENS Cachan (EDSP), thèse soutenue le 26 novembre 2010.
 - Taux d'encadrement : 50%, co-encadrement Pierre-Yves Joubert (50%), directeur de thèse Pascal Larzabal (0%).
 - Publications avec le doctorant : [RN-1], [RI-4], [RI-8], [CN-1], [CI-5], [CI-6], [CI-9].
 - Situation en septembre 2012 : professeur agrégé en DUT GEII, IUT de Montpellier.

Stages de Master 2

- [M2-1] ***** (2013)**
Etude pour la conception d'une sonde à courants de Foucault pour la détection de sous structures
- Master 2 de Physique et Technologie, Spécialité Recherche, parcours Capteurs, Mesures et Instrumentation, (UMPC / ESPCI)
 - Taux encadrement : 100%.
- [M2-2] **Zhou Xi (2012)**
Système d'imagerie magnéto-optique à courants de Foucault pulsés pour l'évaluation non destructive de structures métalliques
- Master 2 de Physique et Technologie, Spécialité Recherche, parcours Capteurs, Mesures et Instrumentation, (UMPC / ESPCI)
 - Taux encadrement : 33%, co-encadrement P.-Y. Joubert (33%), Yohan Le-Diraision (33%).
- [M2-3] **Guillaume Le Gac (2011)**
Mesure de jeux dans des assemblages multicouches aéronautiques
- Master 2 de Physique et Technologie, Spécialité Recherche, parcours Capteurs, Mesures et Instrumentation, (UMPC / ESPCI)
 - Taux encadrement : 50%, co-encadrement P.-Y. Joubert (50%)
 - Publications avec le stagiaire [RI-1][CI-2]

- [M2-4] **Yu Wang (2011)**
 Capteurs de courant superparamagnétiques pour l'avion plus électrique
- Master 2 de Information Systèmes et Technologies, Spécialité Electronique pour les Télécommunications et les Multicapteurs, parcours Systèmes Electroniques pour les Capteurs Intégrés (UMPC / ESPCI)
 - Taux encadrement : 50%, co-encadrement P.-Y. Joubert (50%)
 - Publications avec le stagiaire [RI-2], [RI-3], [CI-3].
- [M2-5] **Guillaume Cinquin (2008)**
 Capteur de champ / courant à noyaux superparamagnétiques
- Master 2 Informations, Systèmes et Technologies (IST), Science des composants, circuits et antennes pour les télécommunications (Univ. Paris XI, ENS Cachan)
 - Taux d'encadrement 50%, co-encadrement P.-Y Joubert (50%)
 - Publications avec le stagiaire : [RI-9], [CI-9].
- [M2-6] **Vincent Thomas (2007)**
 Etude pour la conception d'une sonde multicapteurs à courants de Foucault pour le contrôle non destructif
- Master 2 Informations, Systèmes et Technologies (IST), Spécialité Recherche, parcours Systèmes Pour l'énergie électrique (SPEE), (Univ. Paris XI, ENS Cachan)
 - Taux encadrement : 50%, co-encadrement P.-Y. Joubert (50%).

Stages de Master 1

- [M1-1] **Rémy Gonin (2013)**
 Capteurs de courant flexibles à *Effet Néel*
- Master 1 Informations, Systèmes et Technologies (IST), (Univ. Paris XI, ENS Cachan)
 - Taux encadrement : 100%.
- [M1-2] **Chuhong Ma (2012)**
 Capteurs de courant à *Effet Néel* pour la mesure AC et DC
- Master 1 Informations, Systèmes et Technologies (IST), (Univ. Paris XI, ENS Cachan)
 - Taux encadrement : 50%, co-encadrement P.-Y. Joubert (25%) et B. Revol (25%).
- [M1-3] **Rim Bousraf (2012)**
 Mise en place d'un banc de caractérisation de multi-capteurs CF
- Master 1 Informations, Systèmes et Technologies (IST), (Univ. Paris XI, ENS Cachan)
 - Taux encadrement : 50%, co-encadrement P.-Y. Joubert (50%).

Publications

Les noms d'auteurs suivis d'un astérisque correspondent aux étudiants (doctorants ou stagiaires) à l'encadrement desquels j'ai participé.

Revue internationale avec comité de lecture

- [RI-1] **E. Vourc'h**, P.-Y. Joubert, G. Le Gac*, and P. Iarzal, "Non destructive evaluation of loose assemblies using multi-frequency eddy currents and artificial neural networks," *Measurement Science and Technologies*, Volume 24, N°12, 125604, 7 pp., Nov. 2013.

- [RI-2] **E. Vourc'h**, Y. Wang*, P.-Y. Joubert, B. Revol, A. Couderette, L. Cima, "Neel Effect toroidal current sensor," IEEE trans. on Magnetics, Volume 49, n°1, pp. 81-84, Jan. 2013.
- [RI-3] **E. Vourc'h**, Y. Wang*, P.Y. Joubert, A. Couderette, and L. Cima, "Neel Effect current sensor featuring double core toroidal topology," Electron. Lett. 48, 1412, Oct. 2012.
- [RI-4] P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, V. Thomas*, "Experimental validation of an eddy current probe dedicated to the multi-frequency imaging of bore holes," Sensors and Actuators A: Physical Volume 185, pp. 132–138, Oct. 2012.
- [RI-5] T. L. Cung*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, "Eddy current evaluation of air-gaps in aeronautical multilayered assemblies using a multi-frequency behavioral model," Measurement, vol. 44, n° 6, pp. 1108-1116, July 2011.
- [RI-6] P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, A. Tassin, Y. Le Diraison, "Source Separation Techniques Applied To The Detection Of Subsurface Defects In The Eddy Current Ndt of Aeronautical Lap Joints," NDT&E International 43, 606–614, 2010.
- [RI-7] T.L. Cung*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, Pascal Larzabal "Interactions of an eddy current sensor and a multilayered structure," Electron. Lett. Volume 46, Issue 23, pp.1550–1551, 2010.
- [RI-8] V. Thomas*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, "Comparative study of sensing elements for the design of an eddy current probe dedicated to the imaging of aeronautical fastener holes," Sensor Lett. , vol. 7, n°3, pp. 460–465, 2009.
- [RI-9] **E. Vourc'h**, P.-Y. Joubert, G. Cinquin*, Y. Maniouloux, L. Cima, "Novel Magnetic Field And Current Sensors Based On Superparamagnetic Transducers," Sensor Lett. vol .7, n°3, pp. 293–298, 2009.
- [RI-10] **E. Vourc'h**, P.-Y. Joubert, L. Cima, "Analytical and numerical analyses of a current sensor using non linear effects in a flexible magnetic transducer," Progress In Electromagnetics Research Journal, PIER 99, 323-338, 2009.
- [RI-11] D. Hervé, J. L. Corral, J. M. Fuster, J. Herrera, A. Martinez, V. Polo, **E. Vourc'h**, J. Marti, "Techniques for the compensation for chromatic-dispersion effects in fiber-wireless-systems," International Union of radio Science (URSI), Invited Reviews of Radio Science, The Radio Science Bulletin, N°309, pp. 26-27, June 2004.
- [RI-12] **E. Vourc'h**, D. Hervé, "Microwave Photonic Photorefractive Smart Filters," IEEE-OSA, Journal of Lightwave technology vol. 21 (12), pp. 3135-3143, Dec. 2003
- [RI-13] **E. Vourc'h**, D. Hervé, "Spectral response characterization of an InP:Fe photorefractive wavelength-self-tunable single-sideband filter," OSA Optics Letters, pp. 1105-1107, July 2003.
- [RI-14] **E. Vourc'h**, D. Bourreau, B. Della, D. Hervé, "InP:Fe photorefractive wavelength-self-tunable single-sideband filter for chromatic dispersion compensated radio-over-fiber transport," OSA Trends in Optics and Photonics Series (TOPS), pp. 571-576, June 2003.
- [RI-15] **E. Vourc'h**, B. Della, D. Le Berre, D. Hervé "Millimeter-wave power fading compensation for WDM fiber-radio transmission using a wavelength-self-tunable single side-band filter," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. (IMS'02 Special Issue), vol. 50 (12), pp.3009-3015, Dec. 2002.

- [RI-16] **E. Vourc'h**, D. Le Berre, D. Hervé, "Lightwave single side-band wavelength self tunable filter using an InP:Fe crystal for fiber-wireless systems," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 14 pp. 194-196, Feb. 2002.

Revue nationale avec comité de lecture

- [RN-1] V. Thomas*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, D. Placko, « Modèle électromagnétique à sources distribuées pour la localisation de défauts en imagerie par courants de Foucault. Application à la localisation de défauts dans les alésages d'attache de voilures aéronautiques », Instrumentation Mesure Métrologie, Vol. 9, n° 3-4, éditions Hermes Lavoisier, pp. 191-212, juillet-décembre 2009.
- [RN-2] T.L. Cung*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, « Approche multifréquence à courants de Foucault pour l'évaluation de l'écartement entre pièces d'un assemblage aéronautique », Instrumentation Mesure Métrologie, Vol. 9, n° 3-4, éditions Hermes Lavoisier, pp. 33-52, juillet-décembre 2009.

Conférences internationales avec actes

- [CI-1] P.-Y. Joubert, Y. Le Diraison, Z. Xi*, **E. Vourc'h**, « Pulsed Eddy Current Imaging Device for Non Destructive Evaluation Applications », Conference IEEE Sensors 2013, paper 7525, Baltimore, USA, 4-6 nov. 2013.
- [CI-2] P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, G. Le Gac*, P. Larzabal, "Non destructive evaluation of loose assemblies using eddy currents and artificial neural networks," In Proceedings of the 9th European Conference on Magnetic Sensors and Actuators (EMSA 2012), p. 131, Prague, July 1-4, 2012.
- [CI-3] **E. Vourc'h**, Y. Wang*, P.-Y. Joubert, A. Couderette, L. Cima, Neel Effect toroidal current sensor, In Proceedings of the 9th European Conference on Magnetic Sensors and Actuators (EMSA 2012), p. 43, Prague, July 1-4, 2012.
- [CI-4] T. L. Cung*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, P. Larzabal, "Evaluation of Loose Assemblies Using Multi-frequency Eddy Currents and Neural Networks," JSAEM Studies in Electromagnetics and Mechanics. 14, Applied Electromagnetics and Mechanics, proceedings of 15th ISEM 2011, Naples, Italy, pp 305-306, September 2011.
- [CI-5] V. Thomas*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, D. Placko, "A novel modeling of surface breaking defects for eddy current quantitative imaging," proceedings of the IEEE Sensors Applications Symposium (SAS 2010), pp. 154-157, february. 2010.
- [CI-6] V. Thomas*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, "Distributed point source modeling for the multi-frequency eddy current imaging of surface breaking defects," proceedings of the 14th international IGTE symposium on numerical field calculation in electrical engineering, Graz, Austria, pp. 454-458, September 2010.
- [CI-7] P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, D. Placko, "Qualitative reconstruction of defects in oriented field eddy current magneto-optical imaging," proceedings of the 14th international IGTE symposium on numerical field calculation in electrical engineering, Graz, Austria, pp. 119-123, September 2010.
- [CI-8] T.L. Cung*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, "Multi-frequency eddy current NDE of the distance between parts in aeronautical assemblies," proceedings of the 15th International workshop on electromagnetic nondestructive evaluation (ENDE 2010), Szczecin, Poland, pp. 67-68, June 2010.

- [CI-9] **E. Vourch**, P.-Y. Joubert, G. Cinquin*, Y. Maniouloux, L. Cima, "Novel magnetic field and current sensors based on superparamagnetic transducers," proceedings of the European Magnetic Sensors & Actuators Conference, EMSA 2008 Caen (France), pp. 293-298, 30 June - 2 July 2008.
- [CI-10] V. Thomas*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, "Comparative study of sensing elements for the Design of an eddy current probe dedicated to the imaging of aeronautical fastener holes," proceedings of the European Magnetic Sensors & Actuators Conference, EMSA 2008, Caen (France), pp. 460-465, 30 June - 2 July 2008.
- [CI-11] **E. Vourc'h**, D. Le Berre and D. Hervé, "Lightwave single side-band source using a wavelength self-tunable InP:Fe filter for fiber-wireless systems," IEEE Microwave-Photonics MWP'01, Long Beach, USA, paper W-2.5, pp. 199-202, 2002.
- [CI-12] **E. Vourc'h**, D. Le Berre and D. Hervé, "A WDM fiber-radio experiment incorporating a wavelength-self-tunable single side-band filter", IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS'02), Seattle, USA, paper TH2F-5, pp. 1703-1706, 2002.
- [CI-13] D. Hervé and **E. Vourc'h**, "Application of dynamic Bragg gratings in InP:Fe: from spectrum analysis to WDM single side-band fiber-radio systems," IEEE Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting (LEOS'02), Glasgow, UK, ThAA3, pp. 875-876, 2002.
- [CI-14] **E. Vourc'h** and D. Hervé "Wavelength Self-Tunable Single Side-Band InP:Fe Filter Model," IEEE Microwave-Photonics (MWP'02), Osaka, Japan, P2-4, 2002.

Conférences internationales sans actes

- [CIs-1] **E. Vourc'h**, P.-Y. Joubert, L. Cima, « Flexible Neel Effect current sensor », Conference IEEE sensors 2013, paper 8115, Baltimore, USA, 4-6 nov. 2013.

Conférences nationales avec actes

- [CN-1] V. Thomas*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, D. Placko, « Modèle électromagnétique simplifié pour les problèmes d'imagerie quantitative par courants de Foucault de fissures débouchantes » actes du 5ième Colloque Interdisciplinaire en Instrumentation, C2I 2010, Le Mans, Ed. Hermès-Lavoisier, pp. 709-716, 2010.
- [CN-2] T.L. Cung*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, « Evaluation non-destructive d'écartement de pièces dans des assemblages aéronautiques par la méthode des courants de Foucault », actes du 5ième Colloque Interdisciplinaire en Instrumentation, C2I 2010, Le Mans, Ed. Hermès-Lavoisier, pp. 333-340, 2010.
- [CN-3] C. T. Nguyen, R. Hierle, **E. Vourc'h**, B. Journet, P. Labbé, J. Zyss, « Modulateur à base de polymère électro-optique réalisé en structure de boucle », Journées nationales d'optique guidée, Journées Nationales d'Optique Guidée JNOG 2004, 25-27 oct. 2004 Paris.
- [CN-4] F. Duport*, C. T. Nguyen, **E. Vourc'h**, P. Labbé, B. Journet, J. Zyss « Dimensionnement d'un photodétecteur en polymère électro-optique pour les systèmes optique-radio », Journées Nationales d'Optique Guidée JNOG 2004, 25-27 oct. 2004 Paris.
- [CN-5] **E. Vourc'h**, B. Della, S. Pinel et D. Hervé, « Filtres optiques photoréfractifs auto-adaptatifs et perspectives d'intégration », Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2003), Valence, pp. 163-165, 2003.

- [CN-6] **E. Vourc'h**, D. Le Berre et D. Hervé, « Source optoélectronique à bande latérale unique utilisant un filtre optique auto-accordable dans l'InP:Fe pour les systèmes hybrides fibre optique-radio », Journées Nationales Micro-Ondes (JNM 2001), Poitiers, article 2D-22, 2001.

Conférences pédagogiques avec actes

- [CP-1] P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, L.-M. Quang, G. Hérault, « Mise en évidence des propriétés des capteurs à courants de Foucault pour la caractérisation de pièces électriquement conductrices » actes du 9^{ème} Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes, CETSIS 2011, Trois Rivières, Québec, Canada, 23-26 oct. 2011.

Autres communications

V. Thomas*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, D. Placko, « Modèle simplifié d'interactions sonde/défaut pour l'imagerie en CND par courants », réunion plénière GDR Ondes, GT3, CNAM, Paris, pp. 179-180, novembre 2009.

Distinctions

- [D-1] The Institute of Electronics, Information and Communications Engineers (IEICE), 2002 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP'02, Osaka, Japon, November 2002), Best poster paper award [CI-14].
- [D-2] The Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2001 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP'01, Long Beach, USA, January 2002), Best student paper award [CI-11].

Responsabilités collectives

Responsabilités

Liées à l'enseignement

- Co-responsable de l'UE 431 « circuits pour la transmission de l'information », M1 IST, Paris XI / ENS Cachan (depuis 2011).
- Responsable de l'UE « systèmes de télécommunications optiques », M2 IST spécialité Réseaux et Télécoms, parcours Pro, et spécialité Electronique pour les Télécoms et les Microcapteurs, parcours R et Pro, Paris XI / ENS Cachan (depuis 2003).
- Responsable UE « radiofréquences et hyperfréquences », M2 Formation d'enseignants pour le supérieur (FES) et Préparation à l'Agrégation de Génie Electrique, ENS Cachan (depuis 2003).
- Responsable UE « communications numériques », M2 Formation d'enseignants pour le supérieur (FE) et Préparation à l'Agrégation de Physique, option Physique Appliquée à l'électricité, ENS Cachan (depuis 2006).
- Responsable UE Capteurs Industriels, M2 R Capteurs Mesure et Instrumentation, ESPCI-UPMC (depuis 2008).
- Responsable UE « formation appliquée à l'enseignement pratique de la physique », Ecole Doctorale de Sciences Pratiques, ENS Cachan (depuis 2011).
- Coordinateur pour le département EEA de l'ENS Cachan de la journée Science et société (séminaires communs au département de Physique de l'ENS Cachan) (depuis 2009).

Liées à la recherche

- Membre élu du conseil du laboratoire SATIE (depuis 2008).
- Mise en place et organisation d'un appel à projets de recherche internes au laboratoire SATIE et présidence du comité chargé d'évaluer les projets soumis (2011).
- Responsable de la communication du laboratoire SATIE (depuis 2012).

Outre la réalisation de divers documents et supports de présentation du laboratoire, et l'organisation de différentes visites, cette tâche a recouvert les actions suivantes :

- Organisation de la journée de célébration des 35 ans du laboratoire SATIE (2 juillet 2013).
- Réalisation du nouveau site web du laboratoire SATIE mis en ligne le 1^{er} octobre 2013 : <http://www.satie.ens-cachan.fr/>

Autres responsabilités

- Membre de la commission consultative de spécialistes (CCSU) 63 (Génie électrique, électronique, photonique et systèmes) de l'université Paris-Sud 11 (depuis 2012).
- Membre du comité de sélection pour le poste 63 MCF 462, IUT de Cachan (2011).
- Interrogateur et membre de jury des concours d'entrée filières PSI, et PT et 3^{ème} année ENS Cachan (depuis 2005).

Partie B

Synthèse des travaux de recherche

Avant-propos

Mon parcours de chercheur se scinde en deux périodes, de durées à ce jour à peu près égales. La première, qui s'étend de mes années de thèse (1999-2002) à l'année 2006, fut consacrée aux systèmes optiques-hyperfréquences ; la seconde est depuis dédiée aux systèmes multi-capteurs et d'imagerie électromagnétiques basses fréquences, encore que l'on puisse y distinguer deux sous-thèmes : l'un concernant un type particulier de capteurs de champ magnétique et de mesure de courant : les capteurs dits à *Effet Néel*, l'autre les systèmes multi-capteurs et d'imagerie, reposant principalement sur le phénomène des courants de Foucault.

Bien que marqués par une reconversion thématique mes travaux n'en ont pas moins conservé une unité de démarche scientifique, dont le maître mot est une *approche système*, que les diverses parties qui composent ce mémoire s'attacheront à mettre en exergue. Ces parties, ou plus exactement ces chapitres, sont au nombre de trois, qui portent précisément sur les trois sujets que nous venons de citer.

Le tour, voire les détours que peut prendre un parcours – je n'ose parler de carrière – sont intimement liés aux rencontres qui le jalonnent ; et la vie scientifique, naturellement, n'échappe pas à cette loi, tout au moins pour ce qui concerne les êtres normaux, c'est-à-dire absolument dénués de génie, au nombre desquels j'ai l'honneur de me compter. Aussi, sans ignorer la vocation première d'un mémoire tel que celui-ci, qui, par définition même, est de démontrer l'aptitude de son auteur à conduire des recherches de façon autonome, ce manuscrit n'en sera pas moins orné du nom de ceux dont la rencontre a marqué les divers travaux dont il sera question ; et si au fil des pages il s'avère que je prenne quelquefois la licence de désigner ces travaux comme miens, ce ne sera jamais avec la prétention d'en détenir le mérite exclusif.

Si au cours des quelques quatorze années où il a plu à la fortune de me plonger dans ce milieu qu'on dit scientifique j'ai tant soit peu appris, que ce soit à diriger des recherches ou autre chose, c'est ce dont, je l'espère, on pourra juger d'après ce mémoire. A quelque résultat que je sois parvenu, j'ai conscience qu'il est autant le fruit d'une démarche déterminée que de la nécessaire composition avec la contingence. Aussi, au fil du récit, il m'arrivera de prendre la liberté de faire place à l'anecdote, non seulement pour lui rendre la part qu'elle a pu avoir dans le cours des choses, mais aussi dans l'espoir d'éloigner tant soit peu du lecteur l'ennui, cet ennemi redoutable.

Par un souci voisin, et suivant en cela le conseil de personnes que je crois avisées, je m'efforcerai autant que possible d'épargner au lecteur les développements calculatoires et la souvent fastidieuse introduction de formalisme qu'ils exigent, réservant au besoin cet aspect des choses aux articles annexés au manuscrit.

1.1 Contexte

A moins d'un improbable caprice de la fortune, on peut désormais considérer clos le chapitre de mon parcours de chercheur consacré aux systèmes optiques-hyperfréquences. Néanmoins il m'a paru qu'une place lui revenait dans ce mémoire, ne serait-ce que parce qu'il représente une part conséquente de mon expérience du métier d'enseignant-chercheur, dont il constitue le fondement et dont mes activités ultérieures portent inévitablement la trace, mais aussi pour une raison plus affective : parce qu'à mes débuts s'attache le souvenir de bons moments.

Le mariage de l'optique et des hyperfréquences a donné lieu à de multiples développements dont les plus retentissants concernent incontestablement le domaine des télécommunications [See 02]. En effet, depuis le milieu des années quatre-vingt, les systèmes de transmission numériques par fibre optique [Agra 10] se sont répandus sur la planète, constituant d'abord les liaisons longues distances continentales et sous-marines, puis s'étendant toujours plus avant dans les réseaux de proximité. Il y a à cela deux principales raisons : la fibre optique est un support de transmission présentant une atténuation des signaux extrêmement faible, d'où la possibilité de réaliser de très longues liaisons (allant jusqu'à plusieurs milliers de km) en n'amplifiant que rarement les signaux, et sa bande passante est d'autre part extrêmement grande (elle atteint plusieurs milliers de GHz dans une fibre monomode standard), ce qui permet la transmission de très hauts débits numériques.

C'est à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENST Bretagne), au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST), dans le domaine des systèmes optique-hyperfréquences, dédiés comme il se doit aux télécommunications, que j'ai reçu ma formation à la recherche (1999-2002).

J'ai persévéré dans ce domaine jusqu'en 2006, d'abord dans le cadre d'un emploi d'ATER à l'ESISAR⁵ (2002-2003), puis, à partir de 2003, dans celui de Maître de conférences à l'ENS Cachan⁶.

⁵ Au sein du Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS).

⁶ Au sein du laboratoire des Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (SATIE).

Ce sont donc mes travaux datant de la période 1999-2006 que retrace ce chapitre. Comptenu des sept années qui se sont écoulées depuis, il serait artificiel de chercher à les situer par rapport à un état de l'art actualisé. Aussi, est-ce essentiellement par rapport à celui de l'époque qu'ils le seront.

1.2 Les systèmes optiques-hyperfréquences pour les télécommunications

Les systèmes de transmission d'information par fibre optique [Agra 10] reposent sur un principe on ne peut plus classique en télécommunications : la modulation. Mais à la différence d'une transmission radiofréquence, la fréquence porteuse que l'on module est située dans le domaine des ondes optiques, généralement dans une plage de longueur d'onde située autour de $1,55 \mu\text{m}$, soit dans l'infrarouge.

Ce qui a permis l'avènement de ces systèmes, ce sont non seulement les propriétés extraordinaires de la fibre optique (faible atténuation et large bande passante) évoquées plus haut, mais également le fait de disposer concomitamment de composants d'émission et de réception capables d'opérer modulation et démodulation aux longueurs d'ondes auxquelles la fibre monomode standard possède ses remarquables propriétés ($1,55 \mu\text{m}$). Les composants en question étant principalement les lasers, modulateurs et photodiodes, réalisés en matériaux semi-conducteurs (le phosphore d'indium (InP) en étant le composé déterminant, puisque permettant l'émission et la détection aux longueurs d'ondes considérées), à quoi il convient d'ajouter les modulateurs dits de Mach-Zehnder, réalisés en matériaux diélectriques (le composé déterminant étant cette fois le niobate de lithium (LiNbO_3), dont les propriétés électro-optiques aux longueurs d'ondes considérées peuvent être exploitées à des fins de modulation).

Les lasers, modulateurs et photodiodes utilisés en télécommunications optiques sont par essence des composants optoélectroniques où peuvent interagir des signaux optiques et hyperfréquences. Soit que l'on applique un signal modulant haute fréquence (par exemple sous forme d'impulsions électriques haut débit) sur un laser (technique de modulation directe) afin de moduler l'intensité optique qu'il génère, et ainsi créer le signal optique porteur d'information numérique devant être transmis dans la fibre ; soit que l'on effectue cette opération au moyen d'un modulateur placé derrière un laser (c'est la technique de modulation externe), utilisé cette fois en tant que source optique de puissance continue. La photodiode recueillant quant à elle la puissance optique sortant de la fibre (laquelle fait office de guide d'onde) et la convertissant en un courant proportionnel en intensité, effectuant ainsi l'opération de démodulation. Le principe d'une transmission numérique par fibre optique est illustré figure 1.1.

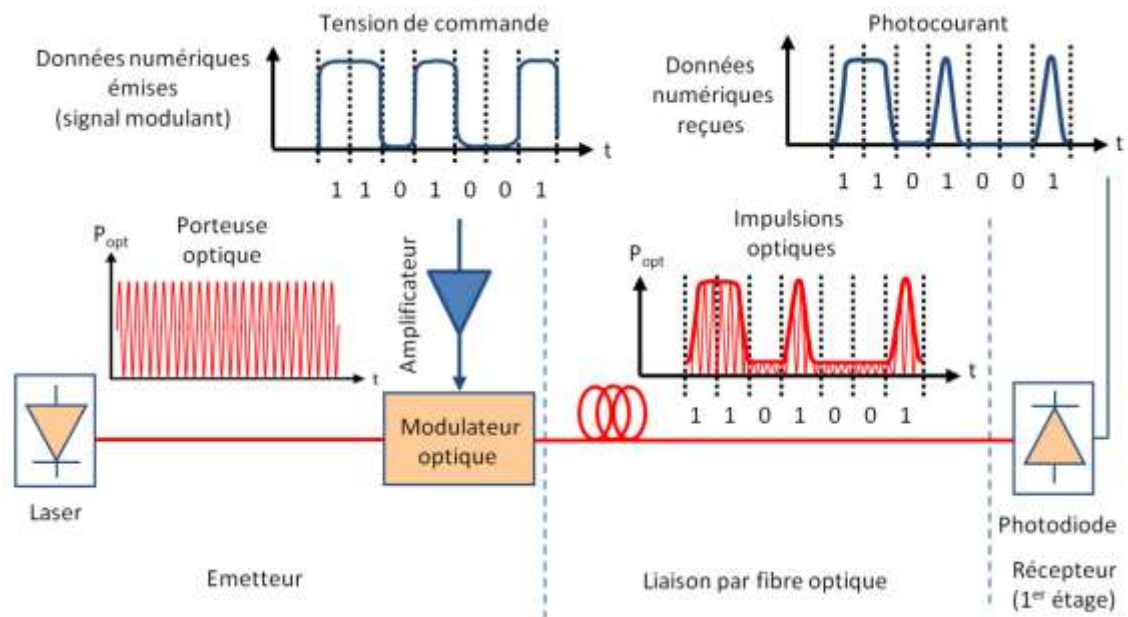


Figure 1.1 - Schéma de principe d'une transmission numérique par fibre optique basée sur la modulation de l'intensité d'une porteuse.

Outre les indispensables éléments optique-hyperfréquences, un système de transmission par fibre optique comporte aussi des éléments exerçant une fonction purement optique, notamment des filtres, multiplexeurs, amplificateurs, placés en aval de l'émetteur, ainsi que des circuits électroniques hyperfréquences, situés en amont de l'émetteur et en aval de la photodiode de réception (amplificateurs, filtres, etc.).

L'agencement de ces divers composants, leur conception, le choix des techniques (notamment de modulation) mises en œuvre, tout cela entre comme élément dans le fonctionnement d'un système de télécommunications optiques.

Au tournant des années 2000 ces systèmes avaient déjà largement fait leurs preuves et étaient commercialisés et répandus dans les réseaux longue distance depuis une quinzaine d'années. L'enjeu les concernant était au développement de techniques favorisant toujours l'accroissement du débit numérique et la diminution des coûts. Parallèlement existait l'enjeu d'un réseau d'accès haut débit, où la fibre optique avait vocation à se déployer toujours plus avant et à se substituer à plus ou moins longue échéance aux lignes téléphoniques et aux réseaux câblés [Eil 98].

Ce qui caractérise mes travaux dans le domaine de l'optique et des hyperfréquences, est la prise en compte systématique des systèmes auxquels devaient servir les composants auxquels je me suis intéressé. Cette spécialité je la dois au fait d'avoir été formé dans un laboratoire (LEST⁷) dont l'orientation principale allait aux systèmes de transmission hyperfréquence, et qui possédait en la matière non seulement des compétences nombreuses mais aussi des moyens matériels d'importants. Ceci m'a permis de réaliser des expérimentations *système* que je n'aurais probablement pas pu faire dans un laboratoire spécialisé dans l'optique.

⁷ Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (UMR-CNRS 6165).

1.3 Modulateurs électro-absorbants pour les transmissions haut débit par fibre optique

Mon stage de DEA (1999) a porté sur caractérisation et la modélisation de prototypes de modulateurs électro-absorbants (issus du CNET Bagneux, un centre de recherche de France Télécom) : composants opto-électroniques destinés aux systèmes de transmission numérique par fibre optique.

Il m'a permis de faire mes premières armes d'expérimentateur, grâce à la mise en place d'un banc de caractérisation de ces modulateurs. Parallèlement, en me basant sur les paramètres structurels qui me renseignaient sur les effets électriques dont ils étaient le siège, je me suis attaché à en développer un modèle électrique large bande ; modèle qui fut optimisé à l'aune des caractéristiques expérimentales.

Pour finir, partant du modèle ainsi obtenu, j'ai pu concevoir un circuit d'adaptation d'impédance permettant d'augmenter la bande passante des modulateurs, et par conséquent le débit potentiel des systèmes de transmission auxquels ils étaient destinés.

1.4 Filtre à bande latérale unique auto-accordable en longueur d'onde pour les réseaux d'accès radio-sur-fibre

Ma thèse a fait suite aux efforts de deux chercheurs de l'ENST Bretagne : Bernard Mainguet et Didier Hervé, son disciple, qui s'étaient attachés, une dizaine d'années durant, à étudier les applications de cristaux photoréfractifs⁸ ; sujet moins abscons qu'on pourrait croire, et dont l'étude avait donné lieu de leur part, entre autres réalisations, à celle d'un analyseur de spectre optique à haute résolution [Her 96]. Il est évident que le fruit de mes travaux est largement celui des leurs. Didier Hervé fut l'encadrant de ma thèse (1999-2002), après avoir été celui de mon stage de DEA. Quant à Bernard Mainguet, qui lorsque j'arrivai à l'ENST Bretagne avait rejoint le centre de France Télécom Paris-Montsouris, je n'ai eu l'occasion de le connaître autrement que de réputation et au travers de ses travaux.

Initialement, ma thèse devait porter sur la stabilisation d'oscillateurs microondes au moyen de filtres optique-microondes réalisés à partir de cristaux photoréfractifs en phosphore d'indium dopé au fer (InP:Fe)⁹. Cependant, il nous est apparu, au bout de quelques mois d'études, que le principe proposé, bien que fonctionnant, ne pourrait s'avérer suffisamment performant. La question d'un changement de sujet de thèse était donc posée. Mais alors que je me livrais à ce que je croyais bien être mes ultimes expériences sur les cristaux photoréfractifs, il s'est trouvé, de manière tout à fait fortuite, que je m'avise qu'ils permettaient de transformer le spectre à double bande latérale (DBL) d'une porteuse optique modulée par un signal radio, en un spectre à bande latérale unique (BLU), et ce, en s'adaptant automatiquement à la longueur d'onde du signal. Or, je n'ignorais pas que les

⁸ Les matériaux photoréfractifs possèdent la propriété de voir leur indice de réfraction varier sous l'influence d'une illumination optique à une certaine longueur d'onde [Gla 84, Yeh 93]. En les soumettant à des interférences optiques, c'est-à-dire une illumination spatialement périodique, il est possible d'y créer une variation d'indice de réfraction, elle même périodique, ce qui constitue ce que l'on appelle un réseau de Bragg, lequel fait office de filtre optique. Les filtres photoréfractifs ont l'intéressante particularité d'être dynamiques, étant donné qu'une modification des conditions d'illumination change les caractéristiques du réseau.

⁹ Le choix de ce matériau tient au fait que l'effet photoréfractif, qui permet d'y réaliser des fonctions de filtrage optique, y est présent aux longueurs d'ondes utilisées dans les systèmes de télécommunications optiques (1,55 μm) [Mai 88].

signaux BLU ont la vertu d'affranchir les transmissions radio-sur-fibre (RsF) des effets rédhitoires de la dispersion chromatique (évanouissement des signaux). C'est toutefois assez innocemment que j'en fis la remarque à Didier Hervé. Un quart d'heure d'intenses réflexions plus tard il me faisait part de sa sentence : « Eureka ! Le voila ton sujet de thèse ! ». L'anecdote ne serait pas complète si je n'y ajoutais cette péripétie pour le moins troublante : le lendemain de cette découverte je ne pus en reproduire l'expérience : le modulateur qui nous avait permis de la réaliser avait rendu l'âme. Mais qu'importe, la voie avait été ouverte que nous allions suivre jusqu'au bout.

Qu'est-ce que la radio-sur-fibre ? Il s'agit d'une technique de transmission destinée aux réseaux d'accès, c'est-à-dire aux derniers kilomètres de liaison reliant l'abonné au réseau de télécommunication. Dans les années 2000, et ceci demeure vrai à une décennie de distance, le support de transmission le plus répandu à l'extrémité du réseau d'accès, consistait en paires de cuivre téléphoniques (plus rarement en câbles électriques), au travers desquelles des techniques de transmissions de type multi-porteuses, connues sous le nom d'ADSL et autres xDSL, permettaient de transmettre les débits numériques relativement élevés (quelques Mbit/s) nécessaires au fonctionnement de l'internet.

Pour augmenter le débit du réseau d'accès au-delà des limites permises par la bande passante, relativement restreinte, des lignes téléphoniques, d'autres moyens de transmission devaient être envisagés. L'installation de la fibre optique chez l'abonné constituait le moyen sans comparaison le plus performant en termes de débit, mais son coût constituait un frein à son déploiement, non pas tant celui de la fibre elle-même, que celui des travaux de génie civil qu'engendre l'installation nouvelle de tout type de câble. Aussi cette solution paraissait-elle réservée aux nouveaux lotissements et immeubles.

La radio-sur-fibre, pour laquelle l'autorité de régulation des télécommunications avait, en 1999, édité une norme spéciale, s'offrait comme une alternative à la fibre chez l'abonné, à la fois satisfaisante en termes de débit transmis et avantageuse en termes de coût d'infrastructure [Kit 98, See 98, For 99, Nirm 00, Sar 07, Nov 09]. Il s'agissait, pour de futurs réseaux, de transmettre l'information par fibre jusqu'aux terminaux du réseau optique, de munir ceux-ci de stations de base, et de là rallier l'abonné par voie hertzienne (figure 1.2). Le haut débit serait assuré par l'utilisation de porteuses radio très haute-fréquence disposant d'une large bande passante, et le coût de l'infrastructure resterait raisonnable du fait de l'absence de lien physique (fibre optique) sur la fin de la liaison, ce qui économiserait l'essentiel des travaux de génie civil.

Restait à résoudre, entre autres difficultés techniques, l'épineux problème de la dispersion chromatique présente dans les fibres optiques monomodes standard, qu'il s'agissait d'utiliser [Gli 96]. La dispersion chromatique est le fait que la vitesse de propagation des signaux dépende de leur longueur d'onde. Or, un signal radio-sur-fibre, qui résulte de la modulation de l'intensité d'une porteuse optique par le signal radio à transmettre, est constitué, à l'instar de celui d'une modulation d'amplitude classique, de trois longueurs d'ondes : celles de la porteuse et de deux bandes latérales. Ces trois longueurs d'ondes voyageant dans la fibre à des vitesses différentes, elles se trouvent déphasées à leur arrivée sur le photodétecteur de la station de base, ce qui peut causer entre elles (du fait du principe de détection quadratique) des interférences destructives, et consécutivement l'évanouissement du signal radio à transmettre.

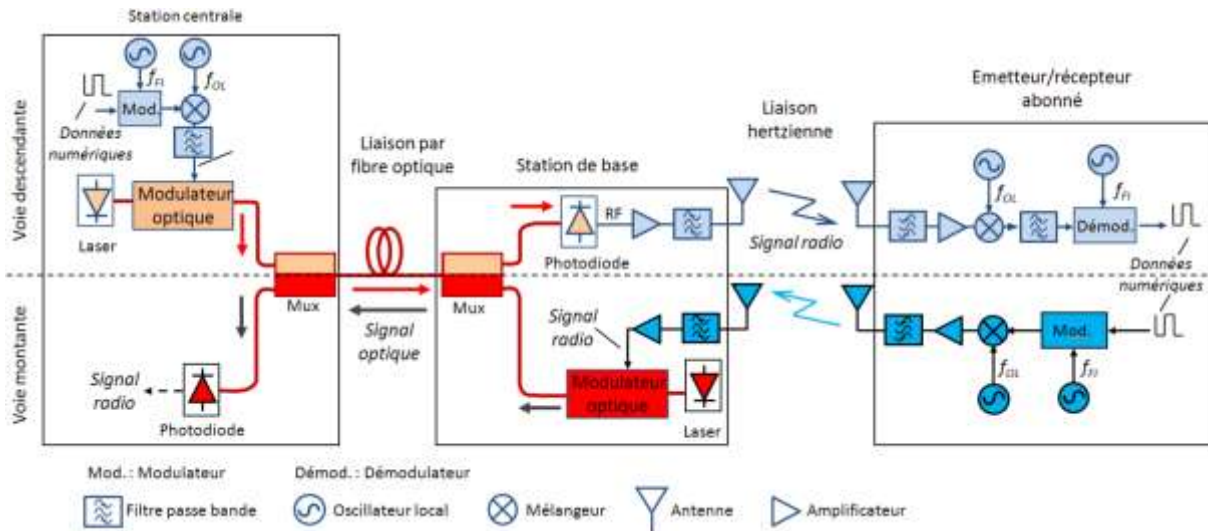


Figure 1.2 - Schéma de principe d'un système de transmission radio-sur-fibre (voie descendante (sens réseau → abonné) et voie montante (sens abonné → réseau)). Les éléments optiques et optoélectroniques sont représentés en rouge, les éléments électriques en bleu.

Transmettre des signaux BLU en lieu et place des signaux DBL est une solution efficace pour s'affranchir de ce problème. Au tournant des années 2000 elle a fait l'objet de divers travaux de recherche [Par 97, Smi 97, Ver 97, Loa 04]. Parmi les moyens les plus simples pour obtenir des signaux BLU figurait l'utilisation de filtres optiques, mais il fallait que ceux-ci soient suffisamment étroits, et qui plus est centrés sur la bonne longueur d'onde, ce qui avec les techniques classiques (réseaux de Bragg inscrits dans des fibres optiques) n'était pas chose aisée.

Or, les filtres photoréfractifs BLU en phosphore d'indium dopé au fer avaient justement le double mérite de s'accorder automatiquement sur la longueur d'onde des signaux à filtrer et de posséder une bande passante suffisamment étroite [RI-16]. Un réseau de Bragg est un milieu le long duquel l'indice optique (i.e. l'indice de réfraction) varie périodiquement. La théorie des modes couplés [Kog 69] permet de démontrer qu'il se comporte comme un filtre optique centré sur une longueur d'onde satisfaisant une certaine relation vis-à-vis de sa période (condition de Bragg). Généralement ces réseaux sont inscrits de façon définitive dans le cœur de tronçons de fibre optique ; mais dans le cas de cristaux photoréfractifs, ils s'y inscrivent de manière provisoire [Gla 84]. Créés au moyen d'interférences optiques, ils n'y existent que tant que celles-ci y sont présentes. Dans un filtre BLU auto-accordable, c'est le signal DBL à filtrer qui crée les réseaux de Bragg servant à son propre filtrage (chacune des trois composantes spectrales créant par effet photoréfractif dans le cristal un réseau, dont seuls deux sont utiles, qui par réflexion sélectionnent l'un la porteuse et l'autre la bande latérale inférieure) [RI 15] (figure 1.3). Si l'on décale la longueur d'onde de la porteuse optique, les réseaux se modifient instantanément (du moins en l'espace de quelques μs^{10}) et la fonction de filtrage BLU perdure.

¹⁰ Temps de réponse des cristaux d'InP:Fe.

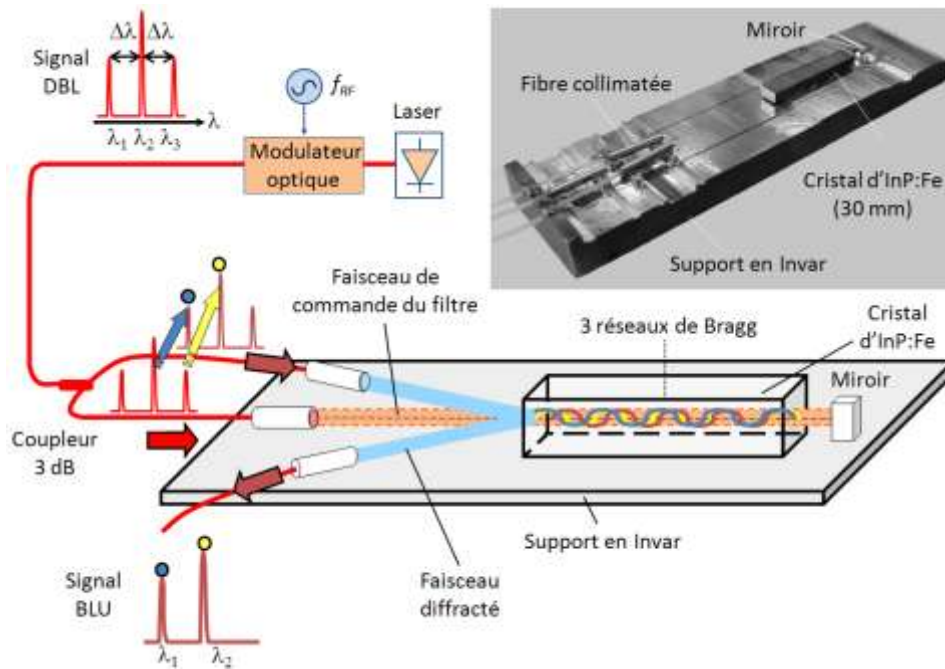


Figure 1.3 - Schéma de principe d'un filtre BLU auto accordable. En haut à droite la photographie de l'un de ces composants.

Au cours de ma thèse, les filtres BLU auto-accordables furent modélisés, leurs propriétés caractérisées, la démonstration théorique qu'ils permettaient de compenser les effets de la dispersion chromatique dans les systèmes RsF fut faite, elle fut validée expérimentalement, et pour finir des expérimentations *système* avec transmission de données numériques furent réalisées [RI-10], [RI-12], [RI-13], [RI-14], [RI-16], [CI-11], [CI-12], [CI-13], [CI-14]. Il faut néanmoins préciser qu'en l'état ces filtres présentait des pertes d'insertion importantes (pertes de puissance optique à la traversée du composant s'élevant à environ 25 dB), même si celles-ci n'avaient pas empêché la validation de la fonction de filtrage BLU.

Le schéma de l'une des expérimentations *système* qui furent effectuées est donné figure 1.4 et une illustration des résultats obtenus en termes de compensation des effets de la dispersion chromatique et de qualité de la transmission numérique sont donnés figure 1.5.

Une relation plus détaillée de l'essentiel de ces travaux (le principe des filtres BLU auto accordables, leur caractérisation et de leur validation au moyen d'expérimentations *système*) est fournie en annexe de ce chapitre sous la forme d'un article paru en 2002 dans la revue IEEE Microwaves Theory and Techniques [RI-15].

Fin septembre 2002, mon mémoire de thèse achevé, je quitte Brest et l'ENST Bretagne pour Valence (Drôme), où j'officierai le temps d'une année scolaire comme ATER à l'ESISAR, école d'ingénieurs dépendant de l'INP Grenoble. L'année, naturellement, passera vite, entre les nouveaux enseignements à assurer, la thèse à soutenir (le 22 novembre 2002), l'étape de qualification aux fonctions de Maître de conférences à franchir, suivie de celle des concours (de Maître de conférences, mais aussi de Chargé de recherche CNRS, tentative infructueuse), sans compter, dans l'intervalle, la nécessaire valorisation de mes travaux par de nouvelles publications. Compte-tenu de ces obligations et nécessités, m'atteler à un nouveau sujet de recherche paraît relativement difficile. Mais Smaïl Tedjini, qui m'accueille dans son équipe au sein du LCIS, se veut compréhensif : à ses yeux mes travaux de thèse (dont il fut l'un des rapporteurs du mémoire) méritent d'être prolongés, et il me permet

d'approfondir la modélisation analytique des filtres optiques-microondes auto-accordables, en considérant leur application à des systèmes de transmission RsF mettant en œuvre la technique de multiplexage en longueur d'onde (destinée à accroître le débit numérique transmis).

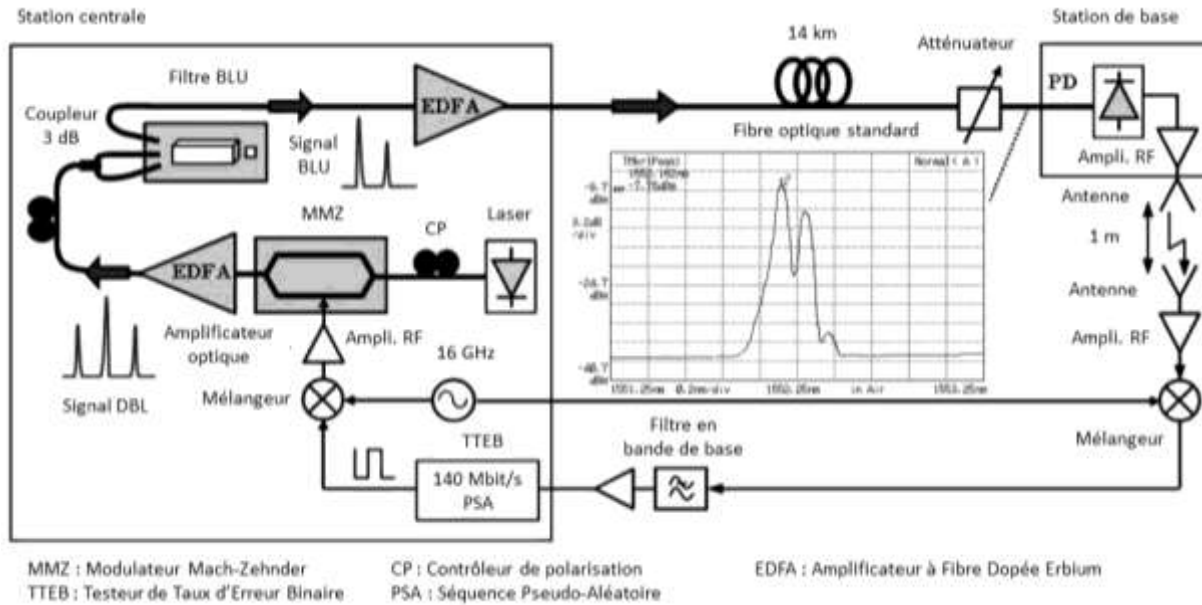


Figure 1.4 - Montage expérimental d'un système hybride fibre-radio de transmission de données à 140 Mbit/s portées par une onde à 16 GHz et incorporant un filtre BLU auto accordable.

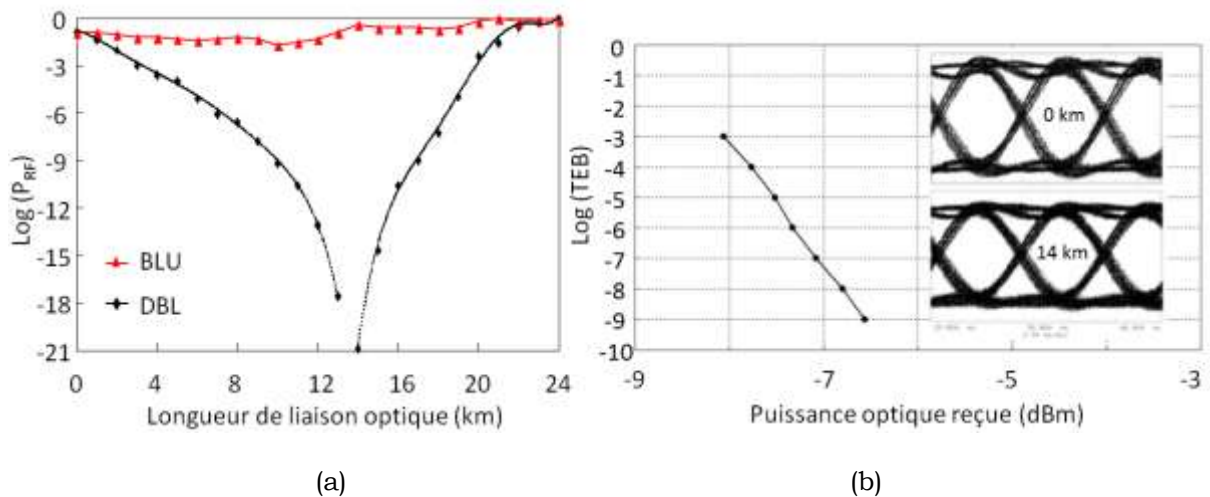


Figure 1.5 - (a) Puissances RF normalisées photodétectées en fonction de la longueur de la liaison par fibre optique, obtenues respectivement avec un signal DBL et avec un signal BLU de modulation à 16 GHz, obtenu au moyen d'un filtre BLU auto accordable. (b) Taux d'erreur binaire en fonction de la puissance optique reçue pour une liaison optique de 14km et un bond radio de 1 m (mesures correspondant au montage illustré figure 1.4).

1.5 Composants optoélectroniques à base de matériaux polymères

1.5.1 Contexte

En septembre 2003, devenu Maître de conférences à l'ENS Cachan j'intègre le laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (UMR CNRS 8029)).

Pour moi, l'heure est naturellement venue de laisser l'étude des filtres optiques-microondes, à laquelle je ne serai plus attaché que par une dernière publication, en 2004 [RI-11].

Durant les quelques trois années où j'appartiendrai à l'équipe Sophy (Systèmes optiques et hyperfréquences) du SATIE, je consacrerai l'essentiel de mes efforts à l'étude de composants électro-optiques en matériaux polymères, et ce dans le cadre d'une collaboration avec le laboratoire de physique de l'ENS Cachan (LPQM). Ma contribution portera principalement sur la caractérisation et sur la validation de composants au travers d'expérimentations *système*. Dans ce cadre, outre l'étude de modulateurs destinés aux transmissions numériques par fibre optique [CN-3], je participerai de manière ponctuelle à des travaux concernant le dimensionnement d'un photodétecteur électro-optique en polymères destiné aux systèmes RsF, et à l'encadrement de François Dupont, doctorant effectuant sa thèse sur ce sujet [CN-4].

Le principal **enjeu scientifique** auquel s'attachaient ces travaux concernait le **développement d'une technologie originale de composants optoélectroniques**, à savoir des matériaux polymères. Cet enjeu scientifique était corrélé à un potentiel technologique présentant divers intérêts applicatifs, en particulier dans le domaine des télécommunications [Che 97, Fet 98, Dal 99, Erl 01]. Il était en effet envisageable d'**intégrer dans un même composant diverses fonctions**, telles que par exemple celle de modulateur ou bien de photodétecteur, avec une fibre plastique (guide d'onde). De plus la technologie polymère, si elle s'avérait performante, laissait escompter la réalisation de composants à un coût intéressant. On sait par exemple que l'un des enjeux du déploiement de la fibre optique chez l'abonné est de disposer de composants d'extrémité qui soient à la fois bon marché et faciles à installer. A ce titre des récepteurs intégrant une sortie en fibre plastique pouvaient se révéler intéressants.

Toutefois, en dépit des motivations scientifiques justifiant l'exploration de cette voie de recherche, je devais en définitive décider de ne pas y persévérer, pour des raisons essentiellement liées à l'isolement de l'activité optique-hyperfréquences au sein de mon laboratoire, et, comme on le verra en conclusion de ce chapitre, choisir d'opérer une reconversion thématique.

1.5.2 Modulateurs de phase électro-optiques en polymères

Au printemps 2004 j'ai pu disposer d'un modulateur de phase électro-optique en polymères réalisé au LPQM. Je décidai de m'atteler à sa caractérisation statique et dynamique puis à la mise en œuvre d'expérimentations système avec transmissions de données numériques.

Le composant dont je disposais, un guide d'onde optique, long de 50 mm, comportant une zone électro-optique de 15 mm placée sous une électrode en or, constituait l'embryon d'un futur modulateur d'intensité optique (de type interféromètre de Mach-Zehnder). Il faut savoir en effet qu'un interféromètre de Mach-Zehnder est constitué de deux bras symétriques faisant office de guides d'ondes optiques dont l'un se distingue par le fait que, sur une certaine longueur, il comporte un matériau électro-optique. Celui-ci est placé entre deux électrodes auxquelles on applique une différence de potentiel, aussi, un champ électrique s'y

crée qui fait varier l'indice de réfraction du milieu, et par suite la vitesse de propagation de la lumière qui s'y propage, provoquant en sortie du bras considéré un déphasage de l'onde optique par rapport à celle ayant traversé le second bras. La recombinaison des ondes déphasées voit l'intensité optique de sortie modulée au gré du déphasage appliqué, c'est-à-dire à raison de la différence de potentiel appliquée aux électrodes. Ainsi réalise-t-on par interférométrie un modulateur d'intensité optique.

Les modulateurs classiques du commerce destinés aux transmissions optiques numériques opérant à la longueur d'onde optique de $1,55 \mu\text{m}$ et réalisés en Niobate de Lithium ne fonctionnent pas selon un autre principe. Ils sont extrêmement robustes et offrent une bande passante pouvant atteindre sans peine les 40 GHz, ce qui est amplement suffisant pour transmettre le débit standard de 40 Gbit/s.

Il existe des polymères qui présentent une permittivité diélectrique faiblement dispersive aux longueurs d'ondes proches de $1,55 \mu\text{m}$ et qui permettent de ce fait d'envisager la réalisation de modulateurs Mach-Zehnder fonctionnant eux aussi à de très hautes fréquences millimétriques [Che 97, Fett 98, Dalt 99, Erl 01, He 02]. L'intérêt de tels composants réside, comme indiqué plus haut, dans leur possible intégration à d'autres fonctions optiques (guidage optique, filtrage...) et dans leur coût de réalisation.

C'est le guide d'onde électro-optique placé entre des électrodes et faisant office de modulateur de phase qui, comme on vient de le voir, constitue le cœur d'un interféromètre de Mach-Zehnder, et c'est un élément polymère de cette sorte qu'il s'agissait pour moi de caractériser et de mettre à l'épreuve de transmissions de données numériques. Le composant en question se trouvait ne pas posséder d'électrodes adaptées à un fonctionnement hyperfréquence mais avoir une bande passante limitée à quelques MHz. Celle-ci était toutefois suffisante pour envisager des transmissions de données numériques à un débit décent. Mon ambition était, une fois validée l'efficacité de la technologie considérée, de m'atteler à la réalisation d'un modulateur plus complexe et fonctionnant à des fréquences microondes, c'est-à-dire au-delà du GHz. Des bancs expérimentaux s'inspirant de ceux que j'aurais précédemment mis en place ayant vocation à être conçus pour la validation système des futurs composants.

1.5.2.1 Caractérisations

Dans la zone électro-optique, dite zone active, d'un modulateur de phase, on peut distinguer, perpendiculairement à l'axe z du guide d'onde, deux axes orthogonaux, que l'on pourra noter x et y et dont l'un est communément appelé *axe lent* et l'autre *axe rapide*, du fait que lorsqu'une tension est appliquée sur l'électrode, l'effet électro-optique engendre selon ces deux axes des variations d'indice de réfraction différentes, y induisant pour la lumière des vitesses de propagation différentes, si bien qu'au sortir de la zone active, les projections sur x et y du champ électrique de l'onde optique subissent des déphasages différents. Ainsi, lorsque l'on applique une tension au composant il s'ensuit une rotation de la polarisation de l'onde optique ; de sorte que si l'on observe en sortie la projection sur un axe donné du champ électrique de cette onde, son amplitude et par conséquent l'intensité optique (laquelle est proportionnelle au carré du champ) varie au gré de la tension de commande. Par conséquent, l'ajout d'un analyseur : élément optique ne laissant passer lumière que selon un certain axe, en sortie du modulateur de phase, permet de réaliser un modulateur d'intensité optique, puisque seule est transmise la projection du signal sur l'axe en question. Une modulation d'amplitude de la tension de commande engendre alors une

modulation de l'intensité optique¹¹. C'est ce principe (figure 1.6) qui a été exploité et décliné dans divers bancs expérimentaux pour effectuer les caractérisations statique et dynamique du modulateur.

Il est à noter que préalablement à ces caractérisations l'expérimentateur ne fut pas privé de l'ineffable exercice qui consiste à devoir injecter un faisceau optique dans l'un de ces minuscules guides d'onde (en l'espèce de 10 μm de haut par 5 μm de large) dont l'exiguïté ne manque jamais de faire la fierté de leurs concepteurs en même temps que le désespoir de leurs utilisateurs. C'est que ces derniers mesurent d'avance le travail d'adresse et de patience auquel ils vont devoir s'évertuer, au moyen de savants et fastidieux montages (dont la description sera ici épargnée) dont le réglage des multiples et forcément discordantes vis micrométriques demandera des heures, travail en regard duquel passer un fil dans le chas d'une aiguille fait figure d'exercice de relaxation.

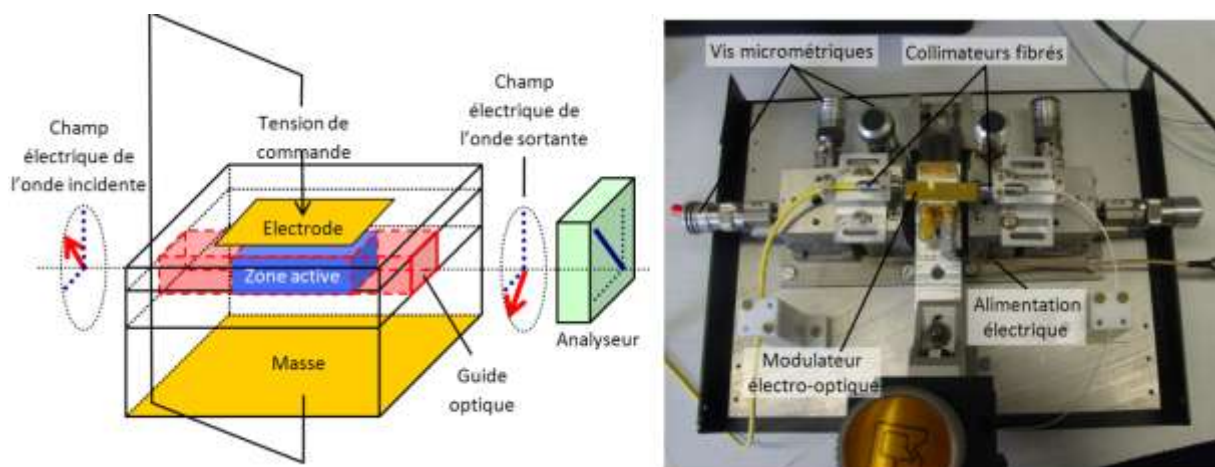


Figure 1.6 - Schéma de principe du modulateur d'intensité optique réalisé à partir d'un modulateur de phase et d'un analyseur. A droite la photographie du montage correspondant (l'isolateur dont est muni le collimateur de sortie y fait office d'analyseur).

La **caractéristique statique** d'un modulateur optique représente les variations de son intensité optique de sortie en fonction de la tension continue de commande. C'est au moyen du montage représenté à la figure 1.7 qu'a été relevée celle de notre modulateur. On voit qu'un signal optique monochromatique à 1,55 μm issu d'un laser de puissance fixée et de polarisation contrôlée au moyen d'un dispositif ad hoc, est injecté dans le composant via un collimateur (dispositif fibré connecté au laser et terminé par une lentille convergente), et qu'en sortie du composant, un second collimateur muni d'un isolateur faisant office d'analyseur (la lumière ne passe que selon un certain axe de polarisation) recueille le faisceau optique dont un photomètre vient mesurer la puissance.

¹¹ Nota : la technique consistant à associer un modulateur de phase et un analyseur permet d'arriver au même résultat que l'interféromètre de Mach-Zehnder décrit plus haut, c'est-à-dire à la modulation d'intensité optique. Elle a cependant le désavantage par rapport à cette dernière de n'être pas intégrée (les deux éléments qu'elle associe étant de technologies différentes).

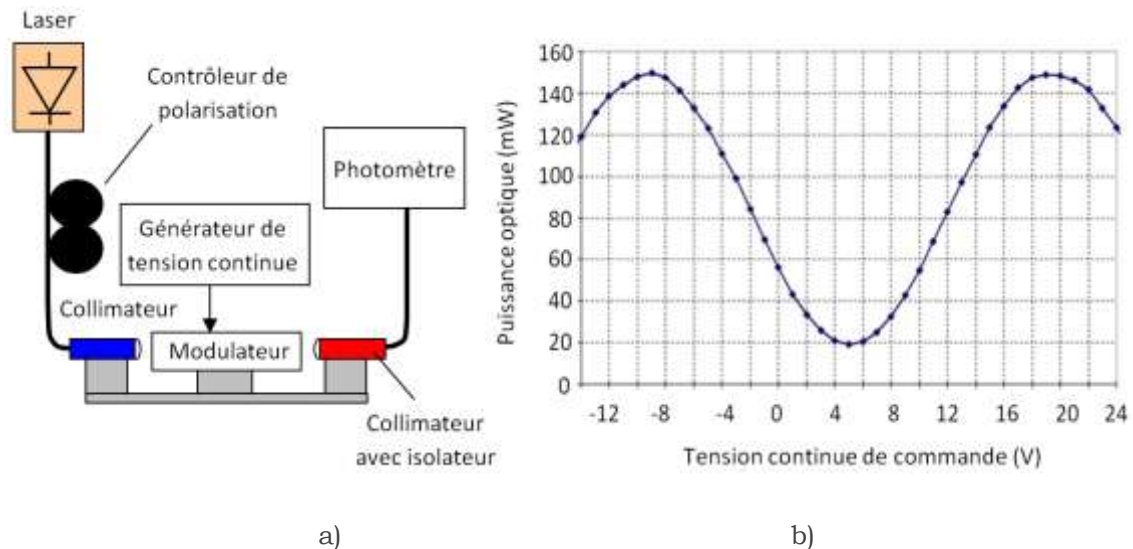


Figure 1.7 – (a) Montage de caractérisation statique du modulateur de phase. (b) Caractéristique statique mesurée.

Le produit de ces mesures est la courbe périodique typique d'un modulateur d'intensité optique représentée figure 1.7, dont on peut tirer essentiellement deux informations : la tension V_{π} et le taux d'extinction T_{dB} . V_{π} est définie comme la différence entre deux valeurs de tension de commande voisines pour lesquelles l'intensité optique de sortie est respectivement maximale et minimale. Quant à T_{dB} , (intéressante lorsqu'il s'agit de réaliser des transmissions numériques sous forme d'impulsions optiques), il s'agit du rapport, exprimé en dB, entre les puissances optiques minimale et maximale transmises. Nous trouvons ici $V_{\pi} = 14$ V, tandis que T_{dB} avoisine les 10 dB.

En principe il est important que la tension V_{π} soit le plus faible possible afin, s'agissant de moduler le signal optique, de limiter l'amplitude des signaux électriques de commande, et par suite leur puissance RF. Classiquement, les modulateurs Mach-Zehnder du commerce en niobate de lithium ont un V_{π} de 4 à 5 volts (et une impédance d'entrée de 50 Ω), ce qui est environ trois fois supérieur au V_{π} du composant polymère considéré. Cependant, le but recherché n'était pas d'égaliser les performances des composants commerciaux d'alors, mais de démontrer la faisabilité de certaines fonctions dans une nouvelle technologie. La valeur relativement élevée de la tension d'extinction était imputable au faible coefficient électro-optique (16,3 pm/V [Lab 01] contre 30,8 pm/V pour le niobate de lithium) des polymères utilisés, coefficient susceptible d'être amélioré par des recherches sur les matériaux.

En ce qui concerne le taux d'extinction du signal, les 10 dB obtenus représentent une valeur acceptable pour un système de télécommunications optiques, et comparable à celles de certains composants du commerce.

Ajoutons que les pertes d'insertion du modulateur, mesurées fibre à fibre (différence entre la puissance optique d'entrée et la puissance maximale de sortie) avoisinaient les 15 dB, valeur relativement élevée (elles sont de l'ordre de 5 dB pour un modulateur en niobate de lithium du commerce) liée pour partie à la méthode quelque peu artisanale d'injection de la lumière dans le composant. Nul doute qu'un modulateur fibré au moyen d'une technique industrielle de mise en boîtier eût présenté des pertes moindres.

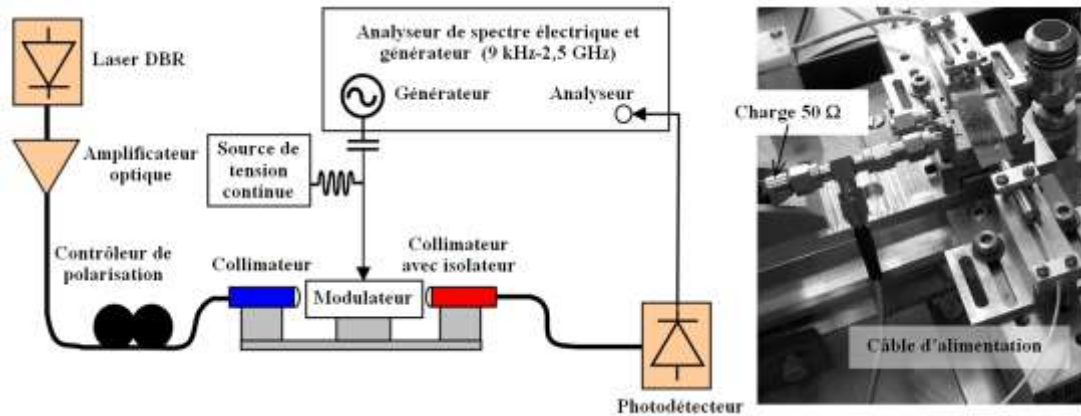


Figure 1.8 - Montage de mesure de la bande passante du modulateur d'intensité optique.

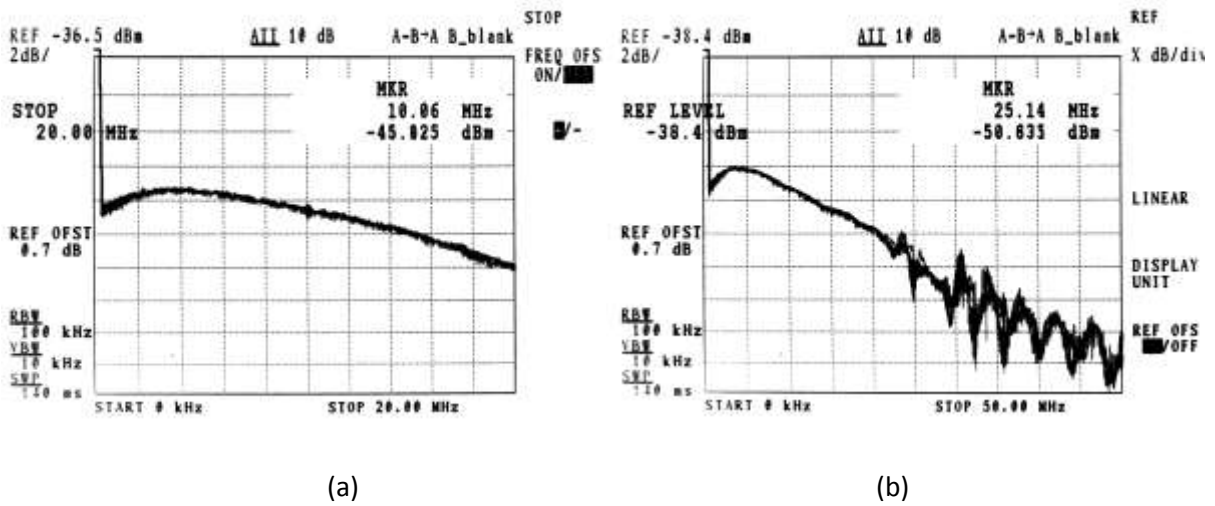


Figure 1.9 - Réponse en fréquence du modulateur d'intensité optique mesurée à l'analyseur de spectre électrique entre 9 kHz et 20 MHz (a) et 9 kHz et 50 MHz (b).

Diverses **caractérisations dynamiques** du modulateur furent effectuées, dont le relevé de sa réponse en fréquence. Pour ce faire le montage schématisé figure 1.8 fut mis en oeuvre. Son principe est similaire à celui de la figure 1.7, les principales différences étant qu'un générateur fut utilisé pour appliquer au modulateur un signal de commande harmonique (superposé à une tension de polarisation permettant un fonctionnement dans la zone la plus linéaire de la caractéristique statique), et un analyseur de spectre pour mesurer le signal photodétecté.

Ces mesures (figure 1.9) révélèrent une bande passante à -3 dB s'élevant à 15 MHz, et une bande passante à -10 dB de 35 MHz. On peut par ailleurs remarquer une coupure des signaux en basse fréquence, effet du condensateur du T de polarisation.

Cette bande passante est très faible en regard du potentiel des polymères électro-optiques dont les propriétés physiques permettent d'envisager un fonctionnement aux fréquences millimétriques [Che 97]. La raison en est que l'électrode utilisée pour la commande électrique n'avait pas, comme il a été précisé plus haut, été conçue à cette fin. Elle l'avait été à seule fin de pouvoir appliquer au guide d'onde un fort champ électrique statique au cours de l'étape de réalisation du composant dite de poling destinée à rendre électro-optique une partie du guide. Sur les composants futurs cette électrode avait vocation à être effacée après

le « poling » et remplacée par une électrode d'impédance 50 Ω devant leur conférer une bande passante atteignant les microondes. Il est à noter que pour pallier autant que possible la désadaptation de l'électrode de poling, une charge 50 Ω fut placée en parallèle du modulateur (photographie figure 1.8).

1.5.2.2 Expérimentations système

Si la modulation d'intensité constitue le principe classiquement mis en œuvre dans les systèmes de transmission numérique par fibre optique, la modulation de phase n'en est pas pour autant à dédaigner, notamment parce qu'étant moins sensible au bruit, elle peut permettre d'améliorer la qualité des transmissions de données.

Afin de tester l'efficacité du modulateur de phase il fut livré à diverses expérimentations *système*, les unes mettant en œuvre la modulation d'intensité, les autres une **modulation de phase de type DPSK** (Differential Phase Shift Keying). Je ne rapporterai ici que les résultats de ces dernières (figure 1.10).

L'architecture d'une liaison optique numérique au format DPSK est plus complexe que celle d'une liaison classique basée sur une modulation d'intensité au format OOK (On Off Keying). Elle réalise à l'émission une modulation de phase de la porteuse optique et nécessite de placer devant le photodétecteur un démodulateur équilibré (figure 1.10) grâce auquel la puissance du signal reçu se trouve doublée par rapport à un système OOK, point qui en fait tout l'intérêt [Gna 04, Gna 05].

Afin d'utiliser le modulateur polymère en tant que modulateur de phase et non pas en tant que modulateur d'intensité comme lors des étapes de caractérisation, c'est un collimateur sans isolateur qui fut placé en sortie du composant. La porteuse optique guidée dans le composant était modulée en phase par une séquence numérique pseudo-aléatoire (PSA) d'un débit de 8Mbit/s (choisi en fonction de la bande passante du modulateur). La longueur de fibre optique séparant l'émetteur du récepteur était de 18 km. La photodiode nécessaire à la détection des signaux reçus étant un détecteur quadratique (i.e. sensible au carré du champ électrique de l'onde optique, c'est-à-dire à son intensité) et de ce fait insensible à une modulation de phase, elle était précédée d'un démodulateur DPSK chargé de produire à partir de la porteuse optique modulée en phase un signal optique semblable à un signal modulé en intensité. Un démodulateur DPSK réalise en quelque sorte une conversion du format de modulation. Dans notre expérience il était, à l'image des composants du commerce, constitué de deux coupleurs en fibre optique, d'un contrôleur de polarisation et d'un tronçon de fibre d'une longueur de 25 m, choisie de façon à provoquer sur l'un des bras du démodulateur un retard de propagation égal au temps bit. La fonction du contrôleur de polarisation étant quant à elle de faire en sorte que les signaux issus des deux bras du démodulateur aient la même polarisation optique.

Pour réussir une transmission optique reposant sur une modulation de phase, un laser de grande pureté spectrale est indispensable, c'est pourquoi un laser à cavité externe (d'une puissance de 0,7 mW) fut utilisé. Un autre point auquel il faut veiller est de n'injecter dans le modulateur qu'un seul état de polarisation du signal optique. Enfin, il est évident que sa grande dimension rendait notre démodulateur très sensible aux vibrations et aux variations de température (les composants du commerce sont, eux, confinés dans un boîtier de dimensions réduites et régulés en température).

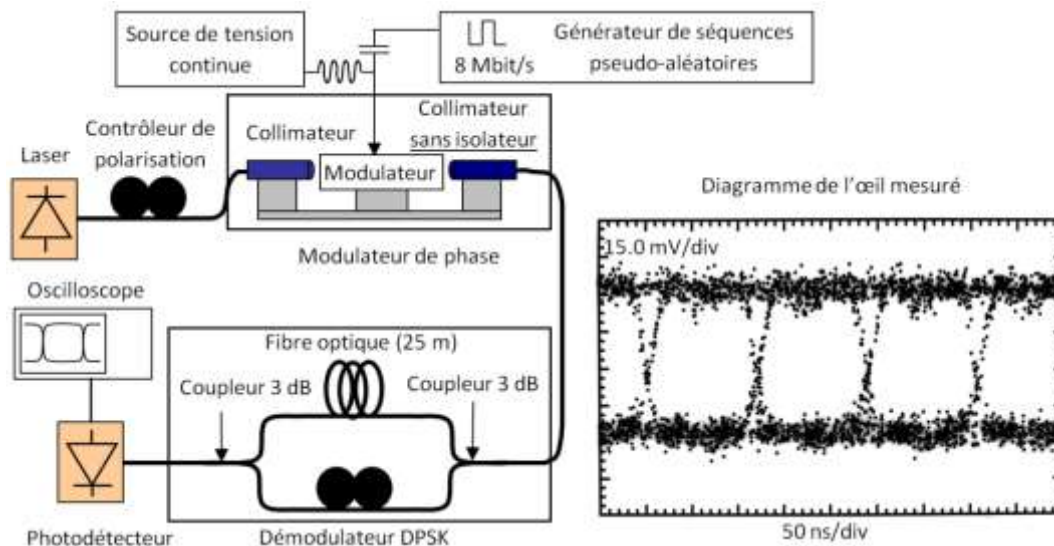


Figure 1.10. Liaison DPSK à 8Mbit/s par fibre optique (d'une longueur de 18 km) utilisant un modulateur optique de phase en polymère et diagramme de l'œil mesuré en réception.

Malgré ces instabilités il fut possible d'observer en réception un diagramme de l'œil convenable (figure 1.10). Cette mesure faite au moyen d'un oscilloscope dont on conserve à l'écran (en mode persistance infinie) les états successifs des signaux mesurés (impulsions détectées) est classiquement utilisée pour s'assurer de la qualité de la transmission numérique. C'est l'ouverture de l'œil qui en atteste.

Cette mesure, bien que qualitative, démontre l'efficacité de la modulation de phase par le composant polymère. Néanmoins pour la stabilité de la transmission un démodulateur du commerce eût été préférable.

Ces expérimentations système firent germer l'idée d'**une perspective possible** : pourquoi ne pas concevoir **un démodulateur DPSK intégré en matériaux polymères** (figure 1.11) dans lequel le signal guidé en entrée serait séparé sur deux branches par un coupleur MMI (MultiMode Interferometer) dont l'une serait plus longue de manière à retarder le signal d'un temps bit T_b ; les signaux issus des deux bras devant quant à eux être recombinaés par un second coupleur MMI dont les branches externes constitueraient les sorties du démodulateur.

Il était de surcroit possible d'envisager de rendre ajustables les caractéristiques d'un tel composant en y insérant un élément électro-optique. Ce phénomène, en effet, permet d'agir sur l'indice de réfraction du guide, c'est-à-dire sur la vitesse de propagation de la lumière, ce qui revient à changer son temps de propagation, et donc, virtuellement, la longueur du guide. Cette solution pouvait présenter l'intérêt de consommer moins d'énergie que la stabilisation par régulation de température d'un démodulateur en fibre optique classique ; à condition toutefois que le composant polymère ne nécessite pas, lui aussi, une régulation en température, point dont il faudrait s'assurer.

D'autre part, étant donné qu'un démodulateur DPSK est un composant de réception, il eut fallu veiller à ce que le composant proposé fût insensible à la polarisation, problème a priori posé par les polymères électro-optiques (toutefois, au besoin l'adjonction au composant d'un contrôle automatique de polarisation était envisageable). Les pertes d'insertion constituaient aussi un critère à examiner.

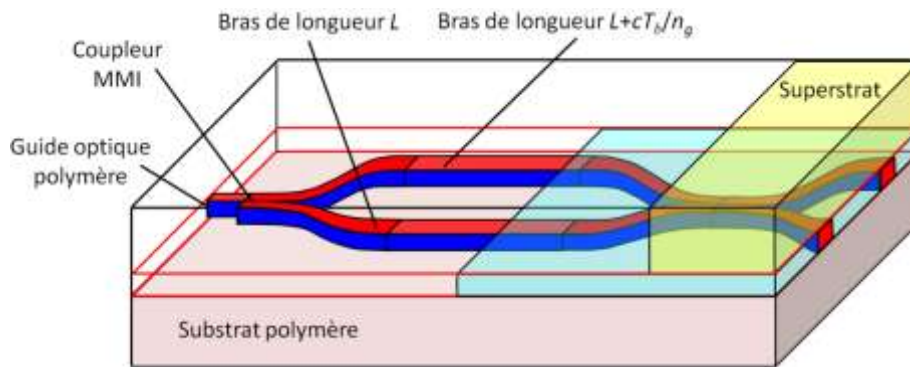


Figure 1.11. Schéma de principe d'un démodulateur optique DPSK intégré en matériaux polymères. Dans la formule indiquée sur le schéma, n_g représente l'indice de réfraction du guide d'onde, c la vitesse de la lumière dans le vide et T_b le temps bit des signaux numériques à démoduler.

1.6 Conclusion

Le choix d'une reconversion

Après m'être efforcé quelques trois années durant aux travaux que l'on vient de voir, j'ai pris la décision de ne pas leur donner de suite. Les activités de mon laboratoire (SATIE) dans le domaine de l'optique et des hyperfréquences étaient par trop isolées, et à mon sens les conditions n'étaient pas réunies pour concrétiser les projets que je pouvais former.

Mais plutôt que de rejoindre un nouveau laboratoire, j'ai préféré une reconversion thématique. C'est qu'une proposition très engageante m'était faite par mon collègue Pierre-Yves Joubert. Elle consistait à rejoindre l'équipe Traitement de l'Information et Multicapteurs (TIM) du SATIE, pour contribuer à ses travaux sur les systèmes de capteurs et d'imagerie basses fréquences.

Les systèmes en question, qui marient électromagnétisme, capteurs et instrumentation, traitement du signal ou des données, offraient une richesse qui n'était pas sans exciter mon intérêt, sans parler de leur contexte applicatif et industriel, et notamment celui du contrôle non destructif, qu'il m'intéressait également de découvrir.

Ce domaine et celui de l'optique et des hyperfréquences ne sont pas, il est vrai, les plus connexes qui soient, mais ils reposent sur le socle commun de l'électromagnétisme et de l'électronique ; et je voyais d'autre part entre mes précédents travaux et ceux de l'équipe qu'il s'agissait pour moi de rejoindre, une grande proximité d'approche scientifique, qui peut se résumer sous le vocable d'*approche système*. En outre, je pouvais constater le dynamisme de cette équipe et admirer ses réalisations dans le domaine de l'imagerie par courants de Foucault. Et puis, il entra dans la balance cet ingrédient essentiel que sont les affinités.

Aussi, quelque forte que fut mon inclination pour le sujet de mes premiers travaux (qu'il me reste d'ailleurs le plaisir d'enseigner toujours), et quelque remise en question que demandât une reconversion thématique, c'est sans véritablement d'états d'âme que j'en franchis le pas.

Article présenté

[RI-15] E. Vourc'h, B. Della, D. Le Berre, D. Hervé "Millimeter-wave power fading compensation for WDM fiber-radio transmission using a wavelength-self-tunable single side-band filter," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. (IMS'02 Special Issue), vol. 50 (12), pp.3009-3015, Dec. 2002.

Millimeter-Wave Power-Fading Compensation for WDM Fiber-Radio Transmission Using a Wavelength-Self-Tunable Single-Sideband Filter

Eric Vourc'h, Bernard Della, Denis Le Berre, and Didier Hervé

Abstract—Optical single-sideband (OSSB) sources compensate for deleterious chromatic dispersion effects in fiber-radio systems. We utilize the photorefractive properties of iron-doped indium phosphide (InP:Fe) to allow microwave-photon interactions and design wavelength-independent OSSB filtering. Therefore, a wavelength-self-tunable single-sideband filter is built and characterized up to the millimeter-wave (31.5 GHz) domain. Compensation for fiber-dispersion penalties is achieved, showing photodetected power fluctuation along the fiber as low as 1 dB. In addition, we demonstrate the wavelength-division-multiplexing fiber-radio transmission of two OSSB channels transporting 140-Mbit/s binary phase-shift keying data at a 16 GHz RF over a 14-km fiber length followed by a 3-m radio link.

Index Terms—Bragg grating, chromatic dispersion, hybrid fiber radio (HFR), iron-doped indium phosphide, optical double-sideband signal (ODSB), optical single-sideband signal (OSSB), photorefractive effect, wavelength division multiplexing (WDM).

I. INTRODUCTION

HYBRID fiber-radio (HFR) architectures are an attractive solution for broad-band access since they allow quick and cost-effective network deployment [1], [2]. In HFR systems, a central office (CO) transmits optical carriers modulated at RF. The transmitted signals then propagate over fiber links toward remote base stations (BSs). At these locations, a photodiode (PD) converts the optical signal into an electrical RF signal, which is then amplified and transmitted by an antenna. Finally, the broad-band services are delivered to the customer by a radio link. Moreover, by also incorporating wavelength division multiplexing (WDM) techniques into the fiber access network, each BS can be addressed by a different wavelength. Such signal routing allows the number of services delivered to be increased and enables progressive deployment of the network [3].

Nevertheless, the standard amplitude modulation of optical carriers generates double-sideband (DSB) signals. Thus, due to the chromatic dispersion effects, each optical line propagates in the fiber at a different speed. Consequently, on arrival at the

BS, the sidebands are phase shifted. Since the BS's PD is a quadratic detector, the recovered power level P_{RF} is a function of the phase shift [see (1)]. Thus, P_{RF} suffers from periodical fading depending on the fiber length L and on the square of the modulation frequency f_m [see (2)] [4]

$$\phi = \frac{\pi LD\lambda^2 f_m^2}{c} \quad (1)$$

$$P_{RF} \propto \cos^2\left(\frac{\pi LD\lambda^2 f_m^2}{c}\right). \quad (2)$$

In the above equations, c is the velocity of light, λ is the optical carrier wavelength, and D is the fiber-dispersion parameter. Moreover, problems associated with chromatic dispersion are aggravated since the distance where the first fading occurs varies with the optical modulator's chirp parameter.

The power fading drawback is eliminated when a single-sideband (SSB) signal is used as reported in recent research focusing on fiber-wireless issues [5], [6]. Optical single-sideband (OSSB) generation has previously been achieved using the double modulation of a dual-electrode Mach-Zehnder modulator (MZM) [7] biased at quadrature or using a source integrating two electro-absorption modulators (EAM) [8]. Another effective solution relies on the suppression of one of the sidebands of a DSB signal by means of a fixed Bragg grating [9]. In the same manner, configurations implementing a mechanically tuned Bragg grating [10] or a tapered linearly chirped fiber grating [11] have also led to power-fading compensation. However, despite their simplicity, the latter filtering techniques have the disadvantage of being dependent on the wavelength of the optical carrier. In our approach, we utilize the photorefractive effect in an iron-doped indium phosphide (InP:Fe) crystal to generate an OSSB signal. The principle of the device is to take a part of an optical double-sideband (ODSB) signal to generate three dynamic Bragg gratings inside the bulk crystal via the photorefractive effect [12]. Simultaneously, the second part of the OSDB signal is injected into the gratings under the appropriate Bragg angle whose value is dictated by the modulation frequency f_m . In this way, two Bragg conditions are reached that lead to the diffraction of an OSSB signal made up of the carrier and the lower sideband of the input signal. In addition, since the input OSDB signal drives the dynamic Bragg gratings induced inside the crystal, the device is wavelength-self-tunable (WST) [13].

Manuscript received April 5, 2002; revised July 22, 2002.

The authors are with the Laboratoire d'Electronique et des Systemes de Telecommunications Unité Mixte de Recherche du Centre National de la Recherche Scientifique 6165, Ecole Nationale Supérieure des Telecommunications de Bretagne (ENST-Bretagne), 29285 Brest Cedex, France (e-mail: eric.vourc'h@enst-bretagne.fr).

Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2002.805167

In Section II of this paper, we report on the principle of the wavelength-self-tunable single-sideband (WST-SSB) filter, and we describe the experimental setup of the device. Section III reports the millimeter-wave characterization of a WST-SSB filter: first, output spectra corresponding to 31.5-GHz modulated input signals are measured and discussed. Second, we present a chromatic dispersion compensation experiment again performed at 31.5 GHz, showing less than 1-dB detected RF power fluctuation. In Section IV, a WDM fiber-radio system experiment implementing a WST-SSB filter is demonstrated. The system RF was 16 GHz and was binary phase-shift keyed with a 140-Mbit/s data stream. Two optical SSB signals were transmitted over a 14-km fiber length before one channel was photodetected and subsequently radio-transmitted over a 3-m distance. Finally, the eye pattern of the down-converted received signal was observed.

II. WST-SSB FILTER CONCEPT AND EXPERIMENTAL SETUP

A. WST-SSB Concept

A photorefractive material is an electrooptic crystal in which light illumination generates free carriers. InP:Fe belongs to this category and is particularly interesting since it reacts to the 1.55- μm wavelengths used for optical-fiber telecommunications [14]. Therefore, a control beam in this wavelength range can be used to generate a Bragg grating inside an InP:Fe crystal. In fact, thanks to a simple interference pattern, the photorefractive effect leads to a periodic variation of the refractive index. First, the counter propagative illumination of an InP:Fe bulk crystal is obtained thanks to the control beam's reflection off a mirror placed behind the crystal. Thus, the interference pattern obtained results in a periodic illumination inside the crystal. The carrier generation and trapping then produce a periodic charge distribution. Finally, the electrooptic effect combined with the periodic electrical field due to the charge distribution generate a periodic refractive index. This Bragg grating makes it possible to diffract a signal beam of wavelength λ_s . According to the Bragg condition, the value of λ_s is linked to the grating period Λ , which, in our case, depends on the control beam wavelength λ_c [see (3)]. Equation (4) gives the relation between λ_s and λ_c . It is to be noted that λ_c is greater than λ_s .

$$\Lambda = \frac{\lambda_c}{2n} \quad (3)$$

$$\lambda_s = \lambda_c \sqrt{1 - \left(\frac{\sin \theta}{n}\right)^2}. \quad (4)$$

In (3) and (4), n is the crystal average refractive index and θ is the angle separating the signal beam from the control beam outside the crystal. Obviously, the value we set θ at fixes the wavelength difference $\Delta\lambda$ between λ_s and λ_c . Consequently, regarding an optical DSB signal, θ can be set so that $\Delta\lambda$ coincides with the wavelength difference between the carrier and sidebands. Therefore, in this configuration (Fig. 1), we divide the DSB signal into two beams. The first one is used as the control beam and the second one as the signal beam. In this way, the three control lines ($\lambda_{1,2,3}$) generate three Bragg gratings ($G_{1,2,3}$). Then, according to the relation [see (4)] that exists

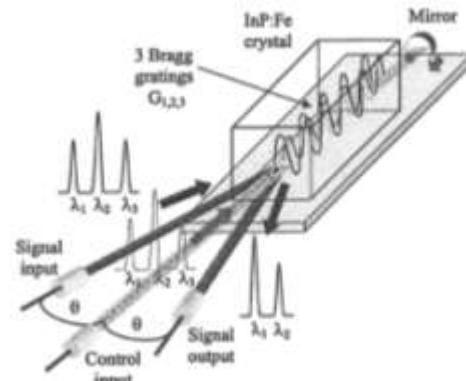


Fig. 1. WST-SSB filter concept.

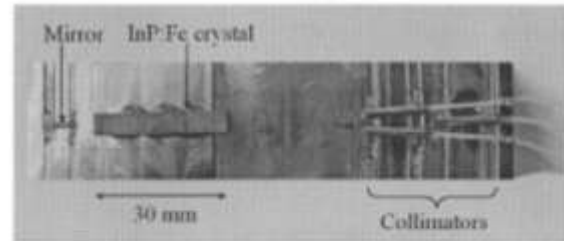


Fig. 2. WST-SSB filter built with a 30-mm-long InP:Fe bulk crystal.

between a control wavelength λ_c and a signal wavelength λ_{s-1} , G_2 and G_3 will diffract the signal lines λ_1 and λ_2 , respectively. Thus, these diffracted carrier and lower sideband constitute an OSSB signal that is collected at the device output.

In addition, θ being fixed, the filter works for a given modulation frequency f_m according to (5). The measured bandwidth of the device is in the order of 2 GHz [15], which allows 1-Gbit/s bit rates to be considered. This 3-dB bandwidth ($BW_{3\text{dB}}$) is linked to the bulk crystal's length by (6). Moreover, since the input DSB signal drives the filter, the latter is WST. This property is the main advantage of this technique with respect to integrated SSB modulation sources or other filtering techniques using fixed Bragg gratings

$$f_m \cong \frac{c \sin^2 \theta}{2n^2 \lambda_c} \quad (5)$$

$$BW_{3\text{dB}} \cong \frac{c}{2nL}. \quad (6)$$

B. WST-SSB Device Experimental Setup

Fig. 2 shows the way the WST-SSB filter was implemented for the subsequent experiments. The InP:Fe crystal used was 30-mm long with a mirror glued behind it in order to permit the control beam interference. The input and output accesses used collimators whose angles were placed by means of micropositioning systems. The angles were changed whenever the experiment needed a change in the device operating frequency.

Moreover, the InP:Fe physical parameters confer on the filter a few milliseconds response time, as well as a theoretical

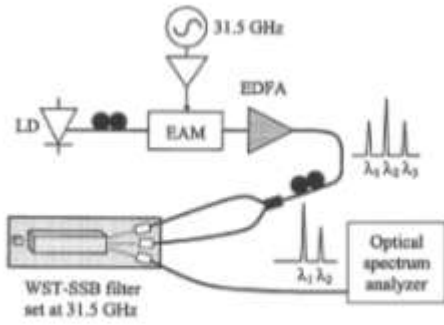


Fig. 3. Experimental setup for measuring the single-channel 31.5-GHz WST-SSB filter output spectrum.

fiber-to-fiber diffraction efficiency of approximately -20 dB (between the input and output signals in a configuration only implementing a single signal line and a single control line) [16]. The latter reflectivity will be examined in greater detail in Section III.

III. CHARACTERIZATION

A. WST-SSB Filter Output Spectra Measurements

In order to characterize the WST-SSB filter described in Section II, spectral response measurements were conducted in both the microwave and millimeter-wave frequency domains. Moreover, two experimental configurations were set up. First, the filter's output spectrum corresponding to one DSB signal at the input was observed. Second, the output signal was measured, while two DSB WDM channels were injected at the input. Results reported here were obtained for optical signals modulated at a 31.5-GHz RF.

In the single-channel experimental setup (Fig. 3), the optical carrier emitted by a $1.55\text{-}\mu\text{m}$ LD was injected into a multi-quantum-well EAM, driven at 31.5 GHz with 9.5-dBm RF power applied. At this stage, an erbium-doped fiber amplifier (EDFA) was used in order to compensate for the 15.8-dB insertion loss in the modulator and provide a sufficient pump level for the gratings. The resulting DSB signal was fed through a polarization controller into a 3-dB optical coupler connected to the WST-SSB filters' inputs. Of course, the device's collimator angles were adjusted beforehand so that the operating frequency was 31.5 GHz. Finally, the diffracted signal was observed with an optical spectrum analyzer (OSA). The DSB input signal, which had a 8-dBm carrier level and a -3.5-dBm sideband level, is shown in Fig. 4(a). On the other hand, Fig. 4(b) shows the diffracted signal, which, as predicted in Section II, was SSB with an upper sideband rejection up to 39 dB. Nevertheless, it is to be noted that the diffracted lower sideband (λ_1) level is higher than the diffracted carrier (λ_2) level. This was predictable since grating G_2 is of higher amplitude than grating G_3 , as they are generated by the optical carrier and upper sideband, respectively. In addition, the experiment implemented different laser diodes (LDs). In this way, we could verify that the SSB diffracted signal followed a carrier-wavelength change.

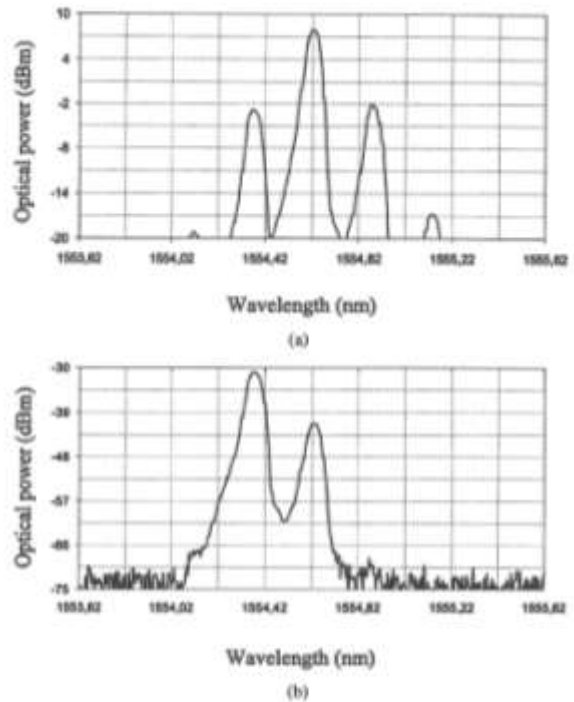


Fig. 4. Measured optical spectra in the 31.5-GHz single-channel WST-SSB filter characterization experiment. (a) Spectrum at the WST-SSB filter input. (b) Spectrum at the WST-SSB filter output.

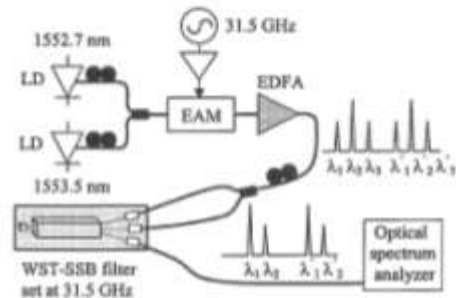


Fig. 5. Experimental setup for measuring the 31.5-GHz two-channel WST-SSB filter output spectrum.

Regarding the two WDM channel spectral response measurements (Fig. 5), two optical carriers were injected into the EAM. The RF driving of the modulator was again a 9.5-dBm signal at the 31.5-GHz frequency and the rest of the setup was also similar to the single-channel case. Nevertheless, in this new configuration, six dynamic Bragg gratings were assumed to be generated inside the InP:Fe crystal. As a consequence, in order to prevent misdiffracted of the first channel's upper sideband by the grating due to the second channel's lower sideband, the wavelengths of the carriers were spaced 0.8 nm apart. Fig. 6(a) and (b) shows the optical spectrum before the input coupler of the WST-SSB filter and the diffracted spectrum, respectively. Two SSB channels are obtained with a 30-dB upper sideband rejection.

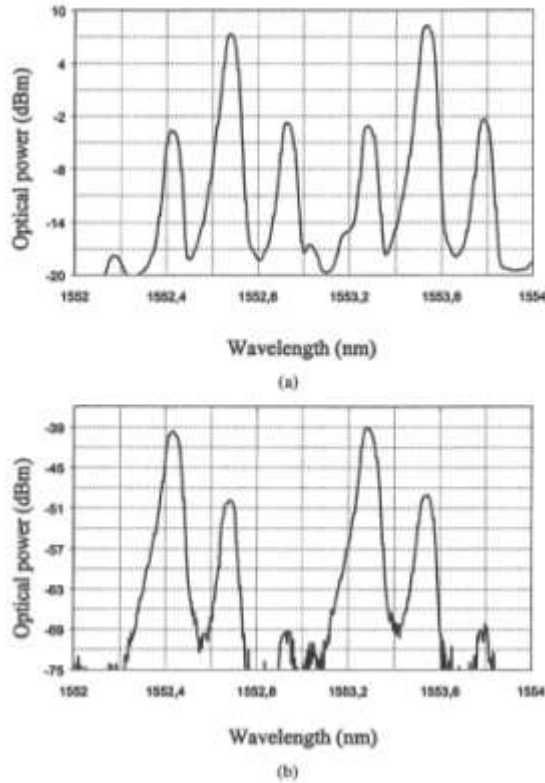


Fig. 6. Measured optical spectra in the 31.5-GHz two-WDM-channel WST-SSB filter characterization experiment. (a) Spectrum at the WST-SSB filter input. (b) Spectrum at the WST-SSB filter output.

Obviously, the low fiber-to-fiber efficiency is the characteristic to be improved in our experimentation. Indeed, in the one-channel case, the measured power level difference between the input and output lower sidebands is 28 dB. Nevertheless, the use of an efficient EAM with greater modulation depth (0.3 instead of the current lower than 0.1 value) would increase the input sideband levels and would consequently also increase the diffracted sideband level. Furthermore, in the two-WDM-channel case, the fiber-to-fiber efficiency decreases by 8 dB. This results from the fact that when a second channel is added, the Bragg grating modulation indexes are divided by two.

In comparison, cadmium telluride (CdTe) is another material that is also photorefractive in the 1.55- μm -wavelength range [17]. Theory predicts that the use of such a crystal could at least double the reflectivity thanks to its $5.5 \text{ pm} \cdot \text{V}^{-1}$ electrooptic coefficient [18] against $1.7 \text{ pm} \cdot \text{V}^{-1}$ for InP:Fe.

Nevertheless, from our point-of-view, InP:Fe seems a more promising choice since it allows InGaAsP integration of the device to be considered. Indeed, such an alternative could reduce the 4.5-dB loss due to the collimators. On the other hand, the filter's throughput could be increased by also integrating an optical semiconductor amplifier at the output of the device.

Furthermore, as far as polarization is concerned, we observed that a polarization controller could optimize the

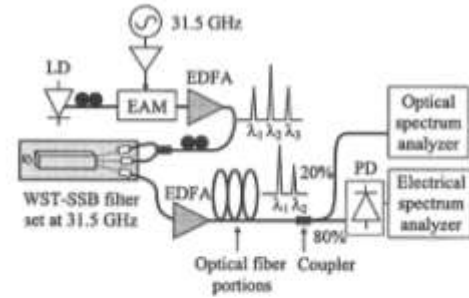


Fig. 7. Setup of the millimeter-wave (31.5 GHz) chromatic dispersion compensation experiment using the WST-SSB filter.

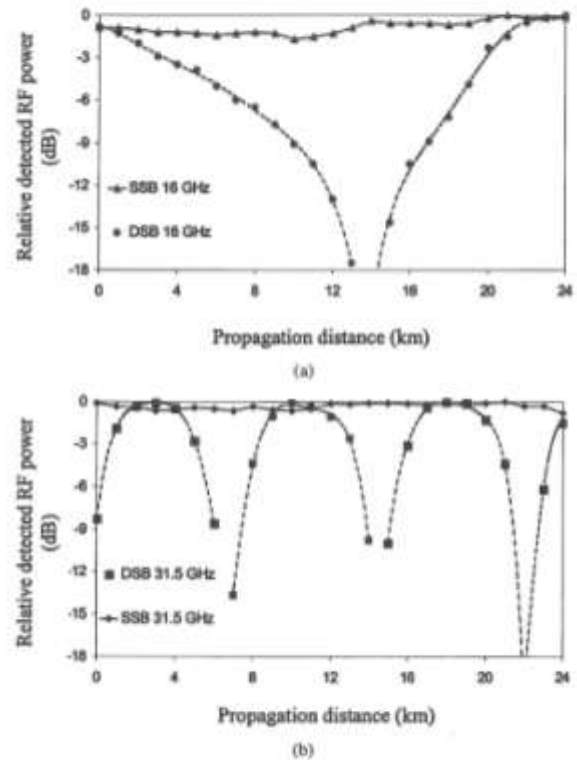


Fig. 8. Recovered electrical power levels as a function of fiber length for: (a) 16- and (b) 31.5-GHz modulated optical DSB signals and for SSB signals obtained using a WST-SSB filter.

diffracted level. Nevertheless, this dependency is not an issue since the WST-SSB filter is a transmitter device.

In addition, we estimated that a 0.06° offset of the collimators' angles induced a central frequency shift of the filter in the order of 1 GHz. This value was evaluated by comparison between angles set for a 16- and 31.5-GHz filter operating frequency and it is in good agreement with theoretical predictions [see (5)].

B. Power-Fading Compensation Experiments

After preliminary spectral response observation, characterization was completed by measuring the detected power

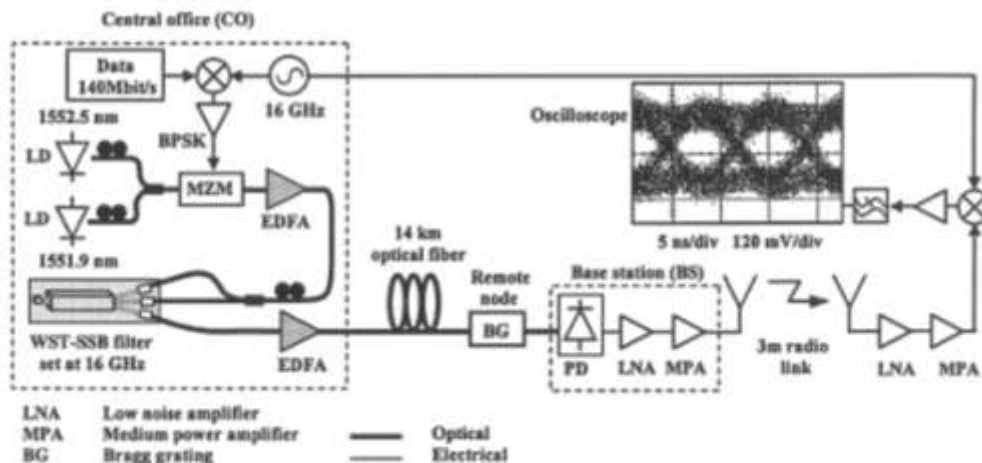


Fig. 9. Experimental setup of the system transmitting 140-Mbit/s data streams at 16-GHz RF, incorporating the WST-SSB filter. The demultiplexing and radio transmission of one channel follow the transmission of two WDM channels over a 14-km fiber link.

variations along the fiber using either ODSB or OSSB signals. For this purpose, the experiment depicted in Fig. 7 was implemented. An optical modulator, driven by an RF electrical signal, externally modulated an optical carrier emitted by an LD. The resulting DSB signal was amplified by an EDFA and injected into the WST-SSB filter inputs by means of a 3-dB optical coupler. At the output, the OSSB signal was also boosted by an EDFA and transmitted into fibers whose lengths varied up to 24 km. The first EDFA was necessary because of the insertion loss in the modulator, whereas the second one compensated for the filter low reflectivity and the loss in the fibers. In addition, a 80%/20% coupler was implemented at the fiber output. The 80% path was connected to the high-speed PD, while the 20% one was directed to an OSA so as to make sure a constant optical signal power level was injected into the PD. The recovered RF electrical signal was then measured at the electrical spectrum analyzer. First, the RF was chosen to be 16 GHz and an MZM was used. The latter device was then replaced by an EAM driven at a 31.5-GHz RF. Moreover, in each case, the WST-SSB filter operating frequency was set to the desired RF thanks to appropriate adjustment of the injection angle. Measurement results are plotted in Fig. 8, the dashed line and the solid curve representing power levels recovered with a DSB and SSB signal, respectively. Naturally, for ODSB signal propagation, measurements show higher than 20-dB fading of the photodetected power level. On the contrary, when a WST-SSB filter is used, no power fading is encountered and the maximum fluctuation attributable to a small remaining upper sideband level did not exceed 1 dB [see Fig. 8(a)] and 0.8 dB [see Fig. 8(b)] for the 16- and 31.5-GHz signals, respectively.

IV. WDM FIBER-RADIO EXPERIMENT

Characterization experiments having confirmed the theoretical behavior of the device with respect to chromatic dispersion effects, a system implementation was necessary for further validation. With this aim in view, the WDM fiber-radio data transmission shown in Fig. 9 was carried out. The RF equipment

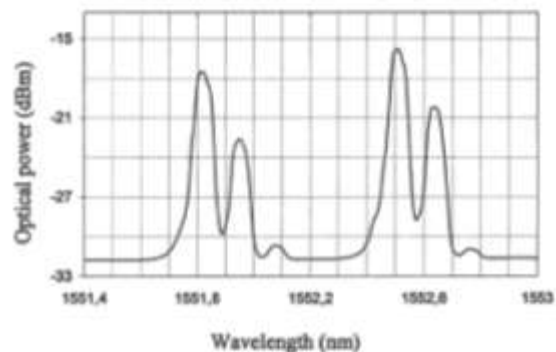


Fig. 10. Amplified WST-SSB output signal measured for a two-channel WDM input DSB signal with 16-GHz RF.

available led us to choose a 16-GHz carrier frequency. The transmitter implemented two tunable lasers whose emitted carriers were set at 1551.9 and 1552.5 nm, respectively. Each carrier was directed to one path of an optical coupler through a polarization controller and the coupler output was fed to an MZM. A 16-GHz RF carrier, binary phase-shift keyed by a 140-Mbit/s data stream (HP 3764A), was used to drive the MZM (RF electrode). Again to compensate for the MZM insertion loss and provide a sufficient pump level, the two optical DSB signals obtained at the MZM output were amplified by an EDFA before being fed to the optical coupler at the WST-SSB filter input. Prior to implementing a fiber-wireless transmission, the filter output spectrum was observed at the OSA. Fig. 10 shows the two boosted WDM-SSB channels. A 14-km fiber link was then added between the transmitter and a remote BS. At this location, a Bragg grating was used to suppress the WDM channel at 1551.9 nm. Next, the RF signal recovered from the remaining optical SSB signal was amplified and radio transmitted over a 3-m distance. Finally, after amplification, the received signal was down-converted and the eye pattern was observed. The clear eye opening (Fig. 9) proves the good quality of the data transmission. Nev-

ertheless, the latter could certainly be improved and noise could be reduced by the use of optimized RF amplifiers and optical filtering after the EDFA. However, the current system experiment demonstrates that a single WST-SSB filter can reach a dispersion-free two-channel WDM fiber-radio data transmission.

V. CONCLUSION

We have investigated the compensation of the chromatic dispersion effects in radio-over-fiber transmissions using a WST-SSB filter. The principle of the device relies on the photorefractive effect in an InP:Fe crystal. The ODSB signal to filter generates itself the dynamic Bragg gratings that diffract the carrier and lower sideband. Thus, the device operates independently of the carrier wavelength, whereas the operating frequency is set to the desired microwave or millimeter-wave value by simply adjusting the signal injection angle. A device has been built according to this concept, and then millimeter-wave characterization performed using 31.5-GHz modulated optical input signals has validated theoretical behavior. For instance, the observed fluctuation due to chromatic dispersion along the fiber was as low as 1 dB. However, due to the InP:Fe crystal's physical characteristics, the measured filter's fiber-to-fiber efficiency was in the order of -28 dB, which could be improved by using another crystal with enhanced physical characteristics. A new photorefractive material such as CdTe or InGaAsP integration that could include a semiconductor optical amplifier would certainly improve the device's reflectivity. Furthermore, a two-channel WDM fiber-radio system experiment incorporating the device has been demonstrated for the first time. The RF was 16 GHz and the eye diagram of the 140-Mbit/s data stream observed at the receiver after a 14-km optical transmission and a 3-m radio link was wide open.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to acknowledge the assistance and support of France Telecom Research and Development Lannion, Lannion, France. The authors are particularly grateful to R. Coquillé, France Research and Telecom Research and Development Lannion, Lannion, France, for providing the InP:Fe crystals and to E. Pincemin, France Research and Telecom Research and Development Lannion, for his assistance regarding the high-speed devices. The authors would also like to thank Dr. E. Vergnol, France Telecom, Issy le Moulineaux, France, for helpful discussions, as well as Dr. J. Ormrod, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST)-Bretagne, Brest, France.

REFERENCES

- [1] J. R. Forrest, "Communication networks for the new millennium," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2195-2201, Dec. 1999.
- [2] K. Kitayama, "Architectural considerations of radio-on-fiber millimeter-wave wireless access systems," in *Proc. ISSSE*, 1998, pp. 378-383.
- [3] A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak, D. Castleford, R. Waterhouse, and G. Smith, "Millimeter-wave fiber-wireless access systems incorporating wavelength division multiplexing," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, 2000, pp. 625-629.

- [4] U. Gliese, S. Norskov, and T. N. Nielsen, "Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 1716-1724, Oct. 1996.
- [5] A. Narasimha, X. Meng, C. F. Lam, M. C. Wu, and E. Yablonovitch, "Maximizing spectral utilization in WDM systems by microwave domain filtering of tandem single sidebands," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 2042-2047, Oct. 2001.
- [6] A. Nirmalathas, D. Novak, C. Lim, and R. B. Waterhouse, "Wavelength reuse in the WDM optical interface of a millimeter-wave fiber-wireless antenna base station," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 2006-2012, Oct. 2001.
- [7] G. H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, "Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1410-1415, Aug. 1997.
- [8] E. Vergnol, F. Devaux, D. Tanguy, and E. Pénard, "Integrated lightwave millimetric single side-band source: Design and issues," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, pp. 1276-1284, July 1998.
- [9] J. Park, W. V. Sorin, and K. Y. Lau, "Elimination of the fiber chromatic dispersion penalty on 1550 nm millimeter-wave optical transmission," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 512-513, Mar. 1997.
- [10] S. A. Havstad, A. B. Sahin, O. H. Adamczyk, Y. Xie, and A. E. Willner, "Distance-independent microwave and millimeter-wave power fading compensation using a phase diversity configuration," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 1052-1054, Aug. 2000.
- [11] J. Marti, J. M. Foster, and R. I. Laming, "Experimental reduction of chromatic dispersion effects in lightwave microwave/millimeter-wave transmissions using tapered linearly chirped fiber gratings," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 1170-1171, June 1997.
- [12] E. Vourch, D. Le Berre, and D. Hervé, "Lightwave single-side-band source using a wavelength self-tunable InP:Fe filter for fiber-wireless systems," in *Proc. IEEE Int. Microwave Photon. Topical Meeting*, Long Beach, CA, 2002, pp. 199-202.
- [13] ———, "Lightwave single-side-band wavelength self-tunable filter using an InP:Fe crystal for fiber-wireless systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 194-196, Feb. 2002.
- [14] A. M. Glass and J. Strait, "Photorefractive materials and their applications I," in *Topics in Applied Physics*, P. Gunter and J. P. Hignault, Eds. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1988, vol. 61, pp. 237-262.
- [15] D. Hervé, J. F. Cadiou, R. Coquillé, and S. Pinel, "A novel photonic technique using a dynamic Bragg grating in InP:Fe for microwave modulation frequency control of fiber-wireless systems," in *Proc. IEEE Int. Microwave Photon. Topical Meeting*, Melbourne, Australia, 1999, pp. 227-230.
- [16] D. Hervé, "Study of a tunable optical filter using the photorefractive effect in iron-doped indium phosphide with transposition to guided optics," Ph.D. dissertation (in French), Univ. Brest, Brest, France, 1996.
- [17] J. Y. Moisan, N. Woffler, O. Moine, P. Gravey, G. Martel, A. Aoudia, E. Repka, Y. Maifaing, and R. Tiboulet, "Characterization of photorefractive CdTe:V: High two-wave mixing gain with an optimum low-frequency periodic external electric field," *J. Opt. Soc. Amer. B, Opt. Phys.*, vol. 11, no. 9, pp. 1655-1667, Sept. 1994.
- [18] G. Martel, "Study of the photorefractive effect in Cd_{1-x}Zn_xTe and application to free space interconnection with double-phase-conjugate-mirror," Ph.D. dissertation (in French), Univ. Rouen, Rouen, France, 1996.



Eric Vourch was born in Brest, France, in 1974. He received the B.S. degree in physics and M.S. degree in electrical and electronic engineering from the University of Brest, Brest, France, in 1998 and 1999 respectively, and is currently working toward the Ph.D. degree in electronics at the Laboratory of Electronics and Telecommunication Systems (LEST), Brest, France, which is run jointly by the Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENST-Bretagne/French National School of Telecommunications Engineering of Brittany) and the University of Brest. His doctoral research concerns fiber-wireless communication systems.

From 1999 to 2002 he was a Part-Time Lecturer with the University of Brest. Mr. Vourch was the recipient of the First Prize of the Student Paper Competition of the 2001 IEEE International Microwave Photonics Topical Meeting. He was also a recipient of the International Engineering Consortium's William L. Evert Student Award of Excellence (IEC), Chicago, 2002.



Bernard Della was born in Brest, France, in 1952. In 1975 he passed the Entrance examination to France Telecom, Quimper, France.

From 1975 to 1977, he was a Staff Member with the Centre National d'Etude des Télécommunications, Paris, France, where he was involved with numerical switching cards. In 1978, he joined the Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENST-Bretagne/French National School of Telecommunications Engineering of Brittany), Brest, France, where he is currently a

Member of the Technical Staff with the Microwave Department. His research activities concern the development of hybrid integration technologies for both RF and opto-electronic communication systems.

Denis Le Berre received the Ph.D. degree in electronics from the University of Brest, Brest, France, in 1997.

Since 1997, he has been an Associate Professor with the Electronics Department, University of Brest, where he currently performed research with the Laboratory of Electronics and Telecommunication Systems (LEST). His activities concern the design of microwave circuits for the impedance matching of opto-electronic components. His research interests also include optical devices and lightwave system modeling.



Didier Hervé was born in Trégouier, France, in 1962. He received the B.S. degree in electrical and electronic engineering, and M.S. and Ph.D. degrees from the University of Brest, Brest, France, in 1984, 1992, and 1996, respectively. His doctoral research involved dynamic Bragg gratings in iron-doped indium phosphide, which led to the design of a new high-resolution OSA. His investigations also focused on photorefractive waveguide structures in III-V compounds. This work was carried out jointly with the France Telecom Research and Development

Center, Lannion, France.

From 1985 to 1988, he was with France Telecom, Paris, France, as a Switching Exchange Technical Manager. In 1989, he joined the teaching staff of the Microwave Department, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne in Brest, France (ENST-Bretagne/French National School of Telecommunications Engineering of Brittany). In 1998, he was a Visiting Scholar with the University of Sydney, Sydney, Australia, where he was involved with a project including fiber Bragg gratings for optical signal-processing applications. His current research activities are focused on the microwave photonics field, particularly on hybrid fiber-wireless distribution systems. Since he was promoted Associate Professor in 1998, he has also been involved with the International Relations Division, ENST-Bretagne, for student-exchange programs, mainly with Australia and Spain.

Chapitre 2

Capteurs magnétiques et de mesure de courant

2.1 Contexte

Le propre d'une reconversion thématique est, pour celui qui en fait le choix, de devoir se former à un nouveau domaine. Au cœur de celui pour lequel j'avais opté : les systèmes multi-capteurs et d'imagerie reposant sur le phénomène des courants de Foucault, se trouve la mesure de champ magnétique. Aussi, lorsque s'est présentée la possibilité d'une étude concernant un capteur à transducteur superparamagnétique, celle-ci a-t-elle paru un point de départ judicieux qui m'offrirait non seulement l'occasion de me familiariser avec les techniques de mesure de champ magnétique, mais aussi d'acquérir un savoir-faire en matière de simulations par éléments finis (puisque l'étude concernée le demandait), savoir-faire qui par la suite pourrait s'avérer utile à l'équipe que je venais de rejoindre.

Mais outre son aspect pour moi formateur, l'étude en question revêtait un intérêt scientifique, puisque son objet était un principe de capteur magnétique original qui n'avait encore été ni étudié ni mis en œuvre.

Ce principe venait d'être émis par Lionel Cima, spécialiste des capteurs et de leur instrumentation, qui venait de quitter l'ENS Cachan et le laboratoire SATIE et de fonder une start-up dénommée Billanco (devenue depuis Neelogy), versée dans les applications basées sur l'utilisation de matériaux superparamagnétiques.

L'objet de la collaboration initiée en 2006 avec cette société, d'abord sous la forme d'un contrat [CInd-1], était la modélisation et l'optimisation d'un capteur de champ à effet superparamagnétique. Au fil des ans elle devait donner lieu à des développements réguliers, et de contrat en projet institutionnel [CIU-1], et en sujets de stage de recherche [M2-4] [M2-5][M2-1][M1-2], constituer un projet de longue haleine ; ce qui lui vaut de faire l'objet du présent chapitre. Dans cette collaboration industrielle, le rôle du SATIE concerne d'une manière générale le volet modélisation et caractérisation des capteurs que la société Neelogy conçoit et réalise¹²¹³. Ce travail, dont on peut considérer que j'ai été le principal artisan du

¹² Neelogy élabore également pour ses besoins de conception des modèles de capteurs et réalise aussi naturellement des caractérisations de ses produits.

côté du SATIE, a été réalisé en constante et étroite collaboration avec Pierre-Yves Joubert (aujourd'hui membre de l'Institut d'Electronique Fondamentale (IEF)), tandis que notre collègue Bertrand Revol (SATIE) s'est joint à nous plus récemment, nous apportant notamment des compétences en électronique de puissance utiles aux caractérisations dynamiques des capteurs.

2.2 Approche générale appliquée à l'étude d'un capteur magnétique instrumenté

Nombreux sont les principes physiques et les technologies permettant de réaliser des capteurs magnétiques, et très nombreuses sont leurs applications [Dau 99, Len 06] ; ce qui justifie une activité scientifique abondante [Rip 10a]. Parmi les applications les plus répandues figurent la mesure de courant, la mesure de position, d'angle, de vitesse de déplacement ou de rotation, le contrôle non destructif [Jil 88], les têtes de lectures des disques durs, ou encore les mémoires magnétiques (Magnetic Random Access Memory (MRAM)) [Gal 05], sans oublier les applications biomédicales, comme par exemple la détection de microbilles magnétiques fonctionnalisées [Ost 08].

Les capteurs magnétiques possèdent certaines caractéristiques intrinsèques de sensibilité, de précision, de linéarité, de bande passante, d'encombrement, de dépendance à la température, voire d'effets de rémanence...

Le problème que nous nous posons est celui de l'optimisation de ces caractéristiques, notamment en vue de répondre à une application, à un besoin spécifique. Considérant une catégorie donnée de capteur **ceci peut passer par des choix relatifs aux matériaux** ou à la technologie utilisés. Ceci peut également passer **par des options topologiques** (structures en pont de Wheatstone pour les magnétorésistances géantes afin de compenser la sensibilité à la température, usage de circuits de concentration de flux pour améliorer la sensibilité des capteurs de Hall et des magnétorésistances...) **et d'instrumentation** (boucles de rétroaction pour améliorer la précision, la linéarité et la dépendance à la température...) ou même par du traitement du signal.

On voit par là que l'étude des capteurs magnétiques, ou, dans le cas qui présentement nous intéresse, d'un type particulier de capteur, est susceptible d'offrir une matière relativement riche au chercheur car **le capteur et son instrumentation conçus en vue d'une application précise constituent généralement un véritable système. C'est à la conception d'un tel système dédié à la mesure de courants forts, aussi bien AC que DC, que tendent nos travaux sur les capteurs à Effet Néel.**

Notre approche de ce problème s'est organisée de manière quasi chronologique selon une phase de modélisation, une phase d'étude de topologies et enfin une phase de caractérisation :

- la **modélisation** étant conçue en tant qu'outil d'analyse des principes et des caractéristiques des capteurs, et en tant que moyen de démontrer certaines propriétés et potentialités ;
- les **choix topologiques** et de mise en œuvre des capteurs étant étudiés en tant que moyens d'atteindre certaines performances métrologiques mais aussi certaines conditions de fonctionnement ;

¹³ Au long de ce chapitre il sera fait référence aux *capteurs à Effet Néel*, traduction de l'anglicisme *Neel Effect sensors*, *Neel Effect* et *Effet Néel* étant des marques déposées et une technologie brevetée [Len 07] de la société Neology.

- la **caractérisation** des capteurs ou systèmes de mesure étant utilisée comme moyen de valider d'une part les principes établis grâce à la modélisation, et d'autre part les choix topologiques et d'instrumentation et les propriétés qui s'y attachent.

Avant de plonger au cœur de ces travaux, nous nous proposons d'introduire les technologies de capteurs auxquelles il nous paraît le plus pertinent de comparer les capteurs à *Effet Néel* (shunts, transformateurs de courant, sondes de Rogowski, sondes de Hall, magnétoresistances, fluxgates). Le lecteur bon connaisseur de ces sujets pourra survoler cette partie relativement didactique (§ 2.3) grâce aux passages signalés en caractères gras destinés à en donner une version synthétique.

2.3 Mise en contexte des travaux

Considérations sur les technologies de capteurs de champ magnétique et de mesure de courant

2.3.1 Les shunts

Les shunts constituent les seuls capteurs réalisant une mesure directe de courant, les autres mesurant quant à eux le champ magnétique rayonné par le conducteur traversé par le courant.

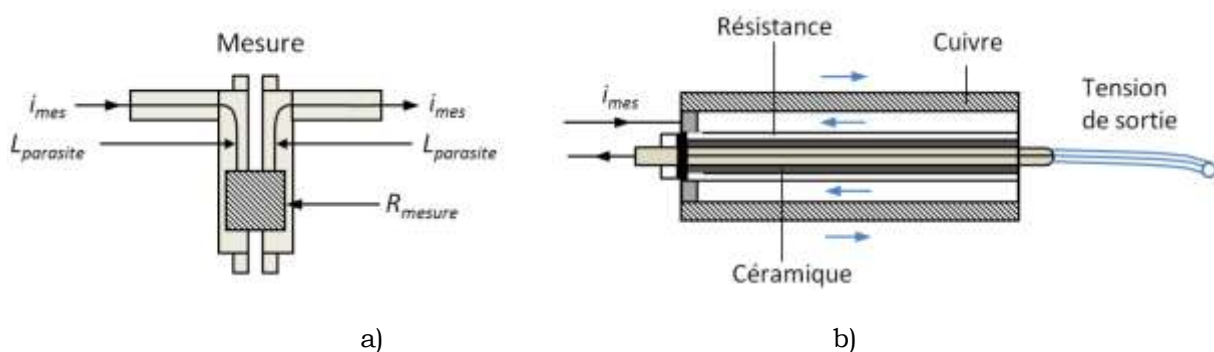


Figure 2.1 - Schémas de principe d'un shunt en technologie couches épaisses (a), et d'un shunt coaxial (b).

Le shunt est une résistance très précise que l'on vient placer en série avec le conducteur parcouru par le courant à mesurer, et aux bornes de laquelle on vient mesurer la tension [Bod 08]. Il en existe réalisés en technologie planaire (circuit en couches épaisses) et d'autres en technologie coaxiale (figure 2.1). Les premiers, qui peuvent supporter une puissance d'environ une centaine de Watts, sont destinés à être implantés sur des circuits imprimés ; les seconds sont utilisés pour la mesure de courants à très hautes fréquences (de 1 à 100 MHz) [Fer 95].

Les shunts présentent certains désavantages évidents, à commencer par celui de nécessiter d'interrompre le courant pour introduire le capteur ; ensuite, ceux destinés à la mesure de forts courants sont massifs, ils dissipent la chaleur (pertes Joules) ; ces capteurs sont connectés galvaniquement au circuit, et des éléments parasites de la résistance tels qu'une inductance série et une capacité répartie limitent la bande passante [Cos 05]. Le dimensionnement des capteurs est donc fait de manière à minimiser à la fois les pertes par effet Joule et les éléments parasites.

Les shunts constituent néanmoins une solution robuste et bon marché pour de nombreuses applications. Ils sont principalement **utilisés lorsque l'isolation de la mesure de courant n'est pas nécessaire.**

2.3.2 Les transformateurs de courant

Un transformateur de courant [Bil 89, Pat 09, Rip 10b] est constitué d'un enroulement primaire comportant N_1 spires parcouru par le courant i_{mes} à mesurer et d'un enroulement secondaire comportant un nombre élevé de spires N_2 terminé par une charge R (figure 2.2 (a)). Son principe repose sur le théorème d'Ampère et sur la loi de Lenz : le premier veut que le courant parcourant le conducteur primaire crée une induction qui, pour peu que son flux varie, engendre, en vertu de la seconde, une force électromotrice (*f.e.m.*) variable aux bornes du secondaire. Il en résulte aux bornes de la charge R une tension V_s proportionnelle à i_{mes} , telle que la sensibilité du transformateur (en V/A) vérifie la relation :

$$\frac{V_s}{i_{mes}} = R \frac{N_1}{N_2} \quad (\text{Equation 2.1})$$

En pratique pour les courants supérieurs à 50 A le fil parcouru par le courant à mesurer ne passe généralement qu'une seule fois autour du circuit magnétique, si bien que N_1 vaut 1.

Généralement un circuit magnétique est utilisé de manière à concentrer le flux, il a également pour intérêt, lorsqu'il est de forme torique, de rendre le capteur peu sensible aux perturbations extérieures, point qui peut encore être amélioré par l'ajout d'un blindage (comme c'est le cas sur les transformateurs d'instrumentation).

Il existe des transformateurs de courant que l'on peut refermer sur conducteur primaire grâce à un noyau laminé qui peut être ouvert par pression sur un clapet [Pat 09].

Un transformateur de courant n'étant sensible qu'à des variations de flux suscitées par des courants variables, il **ne permet pas la mesure des courants continus**. Si pour les raisons que nous venons d'évoquer la fréquence de coupure basse d'un transformateur ne descend pas en deçà de quelques dizaines de Hz, en revanche sa fréquence de coupure haute peut atteindre quelques 100 MHz. Des précisions de mesure de l'ordre de 0,1 à 0,5 % sont des grandeurs atteignables ainsi que des capacités en courant de 20 kA [Cos 05].

Ce qui fait l'intérêt les transformateurs de courant c'est notamment **leur simplicité et leur robustesse, le fait de ne pas nécessiter l'apport d'une alimentation externe, leur haute isolation galvanique et leur faible coût.**

2.3.3 Les bobines de Rogowski

Les performances d'un transformateur de courant sont souvent limitées par les caractéristiques de son noyau magnétique (rémanence, saturation, non linéarité). A contrario, les bobines de Rogowski [Wa 92, Luc 95, War 92, Chu 03] consistent en un bobinage réalisé autour d'un noyau amagnétique qui encercle le conducteur parcouru par le courant à mesurer (figure 2.2 (b)). Leur principe repose sur la mutuelle inductance existant entre le conducteur primaire et le conducteur secondaire. Bien entendu, compte tenu de la loi de Lenz, elles ne permettent, elles aussi, que la mesure de courants variables. En l'absence de noyau magnétique une difficulté est d'obtenir une mesure ayant une bonne sensibilité, une autre est de s'immuniser des perturbations des champs extérieurs. Pour pallier le premier problème on réalise des bobinages comportant des centaines, voire des milliers de spires. Pour s'affranchir du second, les extrémités du bobinage sont connectées via une spire supplémentaire qui parcourt le périmètre moyen du noyau et compense l'effet

de certains champs parasites. Par ailleurs, en vertu du théorème d'Ampère, la mesure de courant est insensible à la position du conducteur primaire et à la forme du capteur encerclant. Qui plus est, celui-ci, grâce à son noyau en plastique souple, permet de réaliser des capteurs ouvrants. Toutefois **le mécanisme d'ouverture peut provoquer une discontinuité dans le bobinage et être source d'erreurs de mesure** s'élevant au maximum à 1 ou 2 % **en fonction de la position du conducteur primaire par rapport à l'ouverture du capteur** [Pat 09]. **Des imprécisions sont également possibles compte-tenu des tolérances de fabrication des bobinages qui comportent de très nombreuses spires.** On notera qu'il existe des capteurs de Rogowski en technologie planaire pour lesquels les bobinages sont maîtrisés [Koj 02, Chu 03].

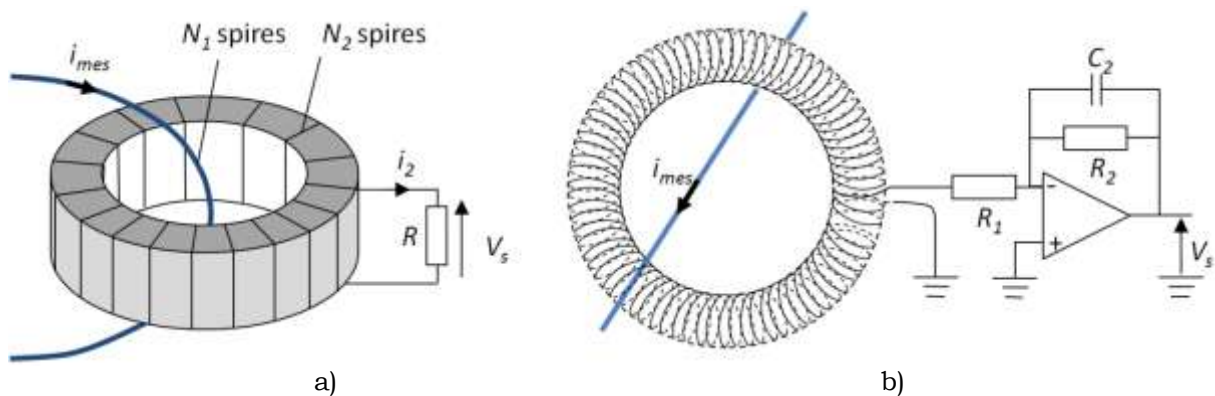


Figure 2.2 - Schémas de principe d'un transformateur de courant (a), et d'une bobine de Rogowski (b), à laquelle est adjoit un intégrateur destiné à compenser l'opération de dérivée faite par le capteur inductif fonctionnant selon la loi de Lenz.

2.3.4 Les sondes de Hall

La plupart des capteurs magnétiques qui sont produits utilisent l'effet Hall. Celui-ci est présent dans les conducteurs mais c'est dans les semi-conducteurs qu'il est le plus prononcé, et ce en raison du fait qu'il est inversement proportionnel à la densité de porteurs de charges. Les capteurs de Hall [Pop 04, Pat 09, Zie 09, Rip 10a, Rip 10b] sont donc réalisés en semi-conducteur, dans des échantillons longs dans lesquels on injecte un courant. En présence d'un champ magnétique (induit par le courant à mesurer), les porteurs de charges subissent la force de Lorentz et sont déviés au cours d'un régime transitoire, mais l'apparition de charges surfaciques au sommet et à la base de l'échantillon vient créer un champ électrique et engendrer une force s'opposant exactement à celle de Lorentz. La différence de potentiel, appelée tension de Hall, qui apparaît ainsi entre les faces de l'échantillon se trouve être proportionnelle au courant injecté et au champ magnétique, qu'elle permet donc de mesurer.

De nombreux capteurs de courant continu utilisent des éléments de Hall montés dans l'entrefer d'un noyau magnétique (figure 2.3 (a)) [Pop 06, Ler 07], **lequel a pour principaux mérites d'accroître la sensibilité de la mesure, de le protéger de l'influence des champs extérieurs et de diminuer celle de la position du conducteur parcouru par le courant à mesurer.** Cependant, en raison de l'entrefer du noyau, les capteurs ne sont pas totalement affranchis de ces influences indésirables. En outre, **les capteurs de Hall pâtissent des sérieux offsets qui peuvent être causés par la rémanence du noyau**

magnétique, et seuls quelques composants disposent d'un circuit AC de démagnétisation leur permettant de se réinitialiser lorsqu'ils ont été exposés à un fort courant DC ou champ extérieur.

Afin d'obtenir de bonnes caractéristiques de linéarité, mais aussi de les affranchir des dérives en température inhérentes aux matériaux semi-conducteurs, les capteurs de Hall sont souvent associés à une boucle de rétroaction (figure 2.3 (b)). Cette dernière annule le champ magnétique présent dans le noyau grâce à un bobinage de compensation. Ces capteurs peuvent ainsi offrir des erreurs de l'ordre de 0,02 % et des coefficients de sensibilité à la température de l'ordre de 50 ppm K⁻¹. Cependant leur principal point faible reste la stabilité limitée au point zéro liée à l'offset, la dérive ainsi engendrée pour un capteur 50 A atteint typiquement 600 mA dans l'intervalle 0-70°, ce qui est 20 fois inférieur aux performances des capteurs fluxgates [Rip 10b].

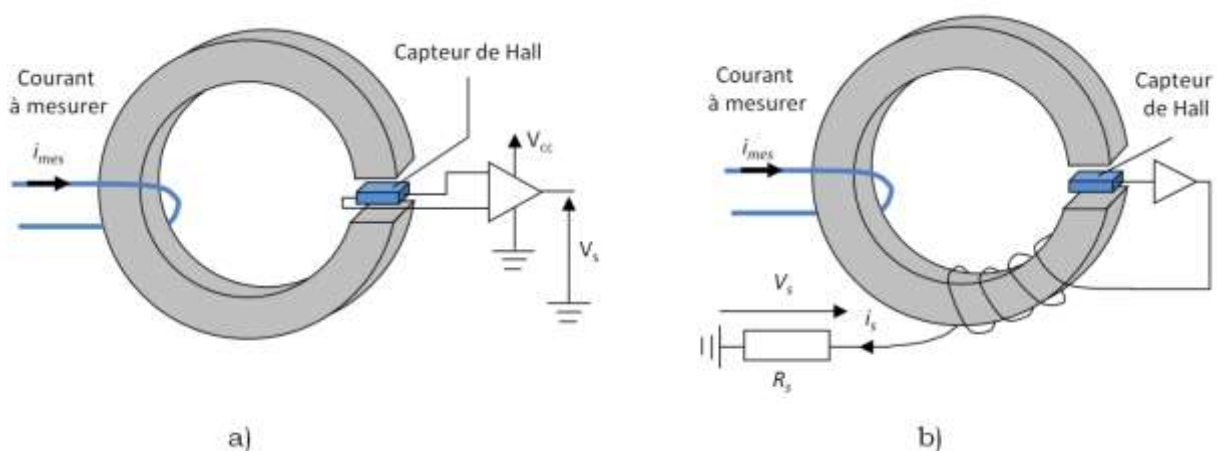


Figure 2.3 - Schémas de principe d'un capteur de Hall opérant en boucle ouverte (a) et en boucle fermée (b).

2.3.5 Les magnétorésistances

Il existe différentes sortes de magnétorésistances : les magnétorésistances anisotropes (AMR), les magnétorésistances géantes (GMR) et les magnétorésistances à effet tunnel (TMR), pour ne citer que les principales. Ce qui a poussé au développement de ces technologies c'est d'abord le besoin de miniaturisation des têtes de lecture des disques durs, où les AMR ont d'abord remplacé les bobines, avant d'être supplantées par les GMR, elles-mêmes supplantées à leur tour par les TMR. Mais les magnétorésistances ont bien d'autres applications, comme par exemple la mesure de courant.

Les capteurs AMR [McG 75, Tum 01] sont constitués d'un matériau ferromagnétique tel que le permalloy¹⁴ (alliage composé à 80% de fer et à 20% de Nickel) dont la résistance

¹⁴ Le permalloy est le matériau le plus couramment utilisé dans les AMR en raison de sa magnétorésistance relativement élevée (variations < 4% [Lee 00]) et parce que ses caractéristiques sont compatibles avec les techniques de fabrication employées pour réaliser des circuits intégrés en silicium.

dépend significativement de l'angle entre l'aimantation et la direction du courant qui y est injecté, ce qui signifie qu'à l'instar des capteurs de Hall les AMR nécessitent une alimentation en courant. Sous l'influence d'un champ magnétique (celui qu'il s'agit de mesurer) supposé perpendiculaire à l'axe de facile aimantation, celle-ci subit une rotation dont découle une variation de résistance, de laquelle, par mesure de la tension aux bornes de l'échantillon, on peut déduire la valeur du champ. La résistance R varie comme le carré du cosinus de l'angle entre l'aimantation et le courant de commande. Cette caractéristique présente l'inconvénient de n'être pas linéaire et de passer par un maximum à champ nul. Cependant, il est possible d'obtenir une réponse qui soit linéaire à champ nul grâce à une **structure dite de barberpole** [DaS 04] qui permet de forcer l'orientation du courant à 45° de l'aimantation. Cependant, même dans ce cas de figure la linéarité des capteurs n'est pas très bonne, c'est pourquoi comme pour les sondes de Hall **un circuit de compensation (boucle fermée) est souvent mis en œuvre** [Lai 05].

La topologie de capteur la plus répandue est le pont de Wheatstone, qui permet d'accéder à la variation de champ engendrée par le courant à mesurer, tout en s'affranchissant des champs homogènes susceptibles d'être induits par des conducteurs distants. La structure en pont a également pour effet d'affranchir la mesure des effets des variations de magnétorésistance liés à la température.

Les AMR offrent une meilleure résolution de mesure que les capteurs de Hall, mais leur direction de mesure est située dans le plan de la puce, ce qui empêche de les placer dans l'entrefer d'un circuit magnétique.

Comme les AMR, les **GMR** [Bai 88, Voh 89] **et TMR** [Moo 95, Tsy 03] sont des composants dans lesquels on injecte un courant de commande et qui voient leur résistance varier lorsqu'elles sont plongées dans un champ magnétique orienté suivant une direction privilégiée. Leur structure est cependant différente, puisque constituée de multiples couches (nanométriques) de matériaux magnétiques séparées par des couches non magnétiques (conductrices dans un cas, isolantes dans l'autre). La résistance de ces structures dépend de l'orientation de leur aimantation, laquelle tend à tourner sous l'influence d'un champ extérieur, ce qui fait varier la résistance.

Ces composants sont sensibles à la température, et pour s'affranchir de cette dépendance ils sont habituellement montés en ponts de Wheatstone. Ils offrent des variations de résistance supérieures à celles des AMR.

Les GMR et TMR présentent un bruit en $1/f$ relativement élevé et une fréquence de coupure de 1 MHz [Fer 06, Fre 07] ; mais la limitation de précision de mesure qu'engendrent les caractéristiques de bruit est un paramètre qui concerne plus les applications potentielles des GMR et TMR à la magnétométrie, pour lesquelles elles ne sont pas nécessairement les solutions les plus pertinentes (d'une manière générale les fluxgates ont de bien meilleures caractéristiques de bruit), que les applications à la mesure de courant.

En ce qui concerne cette application, à l'instar des AMR, des GMR montées en ponts de Wheatstone et assorties d'un circuit de compensation sont commercialisées. Ce principe [Fri 00] est illustré figure 2.4.

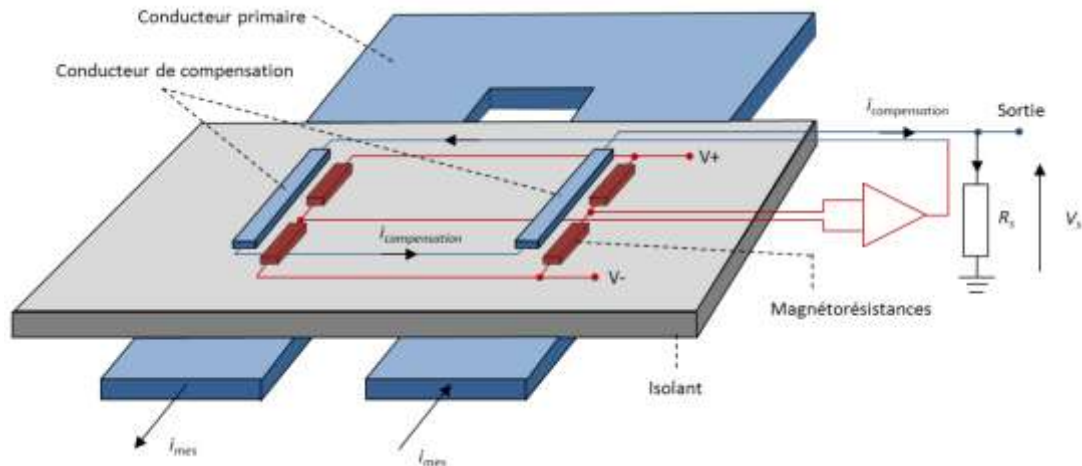


Figure 2.4 - Schémas de principe d'un capteur magnétorésistif monté en pont de Wheatstone et opérant en boucle fermée.

2.3.6 Les fluxgates

Les capteurs Fluxgates (portes de flux) [Mol 00, Rip 03] mesurent à la fois des signaux DC et des signaux AC basse fréquence. Utilisés en tant que capteurs de champ magnétique ils permettent de mesurer des champs d'amplitude allant jusqu'à 1 mT environ, avec une excellente précision (de l'ordre de 100 pT) et une erreur de linéarité de 10 ppm.

Leur principe repose sur l'utilisation d'un noyau ferromagnétique doux dont on vient moduler la perméabilité au moyen d'un flux magnétique périodique créé par un bobinage d'excitation. L'intensité du courant induisant le flux d'excitation est choisie suffisamment grande pour amener (périodiquement) l'aimantation du noyau magnétique à saturation. A ce flux se superpose celui du champ que l'on souhaite mesurer (supposé continu ou lentement variable par rapport au premier) et dont l'effet est de dissymétriser la saturation. Le flux total est capté par un second bobinage à la sortie duquel apparaît une tension égale à la dérivée du flux magnétique (loi de Lenz) qui se présente, compte tenu de l'excitation appliquée, sous forme d'impulsions dont le rapport cyclique dépend du champ à mesurer. En pratique c'est via le second harmonique du signal de sortie que se fait la mesure. Afin d'en maximiser la sensibilité le matériau magnétique doit présenter un cycle carré, raison pour laquelle on emploie des matériaux doux.

Ce qui distingue les fluxgates c'est, comme il a été dit, leur précision de mesure. Ils ont aussi l'avantage de permettre des mesures DC et AC jusqu'à environ 1 kHz [Cos 05]. Mais, grâce à un fonctionnement à flux nul (boucle fermée) on peut également en faire des capteurs de courant ayant une large dynamique des mesures (jusqu'à 1000 A) (figure 2.5).

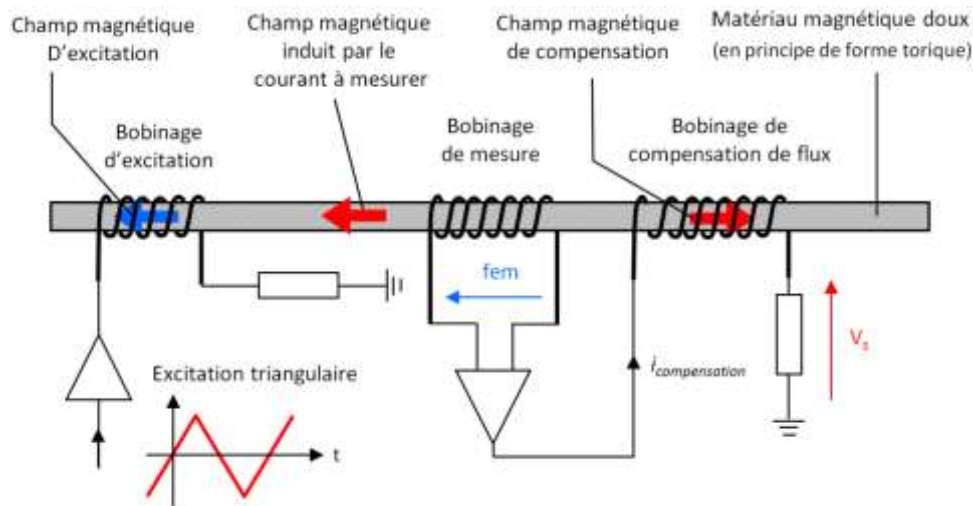


Figure 2.5 - Schémas de principe d'un capteur fluxgate opérant à flux nul (boucle fermée).

2.3.7 Les autres composants

Nous venons de citer les capteurs de courant par rapport auxquels il nous semble le plus pertinent de situer les capteurs à *Effet Néel* ; soit que leur principe de fonctionnement offre avec ces derniers des similitudes (bobines de Rogowski, Fluxgates), soit que leurs caractéristiques méritent une comparaison (un transformateur de courant par exemple fonctionne a priori uniquement en mode AC), soit aussi afin de mettre en évidence l'intérêt qu'il y a, pour améliorer les performances d'un capteur, à faire certains choix d'architecture et à mettre en œuvre des techniques d'instrumentation (montages en ponts de Wheatstone, mise en œuvre d'une compensation de flux), possibilités dont les capteurs à *Effet Néel* ne manquent pas de tirer parti.

Pour réaliser des mesures de courant il existe bien d'autres capteurs ou variantes de ceux présentés ici, comme par exemple les capteurs à fibres optique (FOCS), les magnétoimpédances géantes, ou encore les SQUIDS (Superconducting Quantum Interference Devices). Sur ce sujet il existe des états de l'art assez exhaustifs parmi lesquels on citera les références suivantes : [Rip 10b, Cos 05, Pat 09].

2.4 Principe et potentiel des capteurs à *Effet Néel*

La mesure d'un champ magnétique ou d'un courant au moyen d'un capteur à *Effet Néel* [Len 07] repose sur l'exploitation du phénomène de super-paramagnétisme (SPM) découvert par Louis Néel [Nee 49]. Un matériau SPM procède de la réduction à l'état de poudre de nanoparticules (d'une taille de l'ordre de 10 à 20 nm pour l'oxyde de fer) d'un matériau de nature ferromagnétique à l'état massif. L'organisation du milieu en domaines de Weiss séparés par des parois de Bloch s'en trouve détruite et celui-ci devient un amas de particules de moments magnétiques indépendants, dont l'orientation en l'absence d'excitation magnétique est désordonnée ; ce qui fait que dans ce cas l'aimantation est nulle à l'échelle macroscopique. Mais sous l'effet d'une excitation magnétique H , les moments ont tendance à s'aligner sur celle-ci, accroissant l'induction B , comme pour un matériau paramagnétique mais avec une susceptibilité bien supérieure. D'où le nom de superparamagnétisme. La saturation est atteinte lorsque tous les moments sont alignés. Par ailleurs, **le cycle d'aimantation $B(H)$ d'un matériau SPM a la propriété d'être fortement**

non linéaire et, du fait de la disparition des parois de Bloch, **d'être exempt de rémanence.**

Ce sont précisément ces deux caractéristiques, jointes à la possibilité d'incorporer le matériau SPM dans une matrice polymère à laquelle on peut donner la forme et la concentration en particules de son choix, qui rendent les matériaux SPM intéressants pour la mesure de champ magnétique et plus encore de courant.

Le principe de mesure d'un capteur SPM présente des similitudes avec celui d'un fluxgate. Dans les deux cas le noyau magnétique est utilisé comme transducteur. Il est muni d'un bobinage d'excitation alimenté par un courant variable qui en module la perméabilité magnétique, et d'un bobinage de mesure délivrant une *f.e.m.* (loi de Lenz) dont les caractéristiques dépendent du flux d'excitation et du flux du champ magnétique à mesurer qui s'y superpose. L'excitation variable, en garantissant la variation du flux magnétique, garantit l'existence de la *f.e.m.*, ce qui permet au capteur de **mesurer à la fois des signaux DC et des signaux AC**, lentement variables par rapport à l'excitation.

La différence essentielle par rapport à un fluxgate réside dans la forme de la caractéristique $B(H)$ du noyau magnétique, et en conséquence dans celle des signaux d'excitation qu'il convient d'utiliser. Si dans le cas du fluxgate le noyau ferromagnétique doux possède un cycle carré qu'il convient de balayer avec un signal triangulaire d'amplitude suffisante pour embrasser et la zone linéaire et la zone de saturation afin de provoquer un phénomène non linéaire, il n'en va pas de même pour un matériau SPM dont la caractéristique $B(H)$ suit une courbe non-linéaire sur toute son étendue (de forme proche de celle d'une fonction arctangente).

Avec un capteur à *Effet Néel*, il convient donc d'appliquer un petit signal d'excitation sinusoïdal de moyenne nulle. En l'absence de champ H_m à mesurer, en raison des symétries de $H(t)$ et de $B(H)$ par rapport à l'origine, la *f.e.m.* ne présentera pas d'harmonique au double de la fréquence d'excitation (absence d'harmoniques pairs). Par contre, l'apparition d'un champ H_m , en rendant non nul le point de polarisation, engendrera un harmonique de rang deux. De la mesure de l'amplitude de cette composante peut être déduit le champ à mesurer.

Il est à noter que le bon fonctionnement du capteur suppose que l'électronique utilisée soit à même de délivrer un signal d'excitation parfaitement sinusoïdal.

Quelques points de comparaison avec un fluxgate

Un capteur fluxgate sans boucle de rétroaction ne dispose que d'une très faible dynamique de mesure liée à la très faible valeur des champs coercitifs des matériaux doux utilisés (inférieurs à quelques A/m). Par contre, du fait de la très forte pente de sa plage de fonctionnement linéaire sa sensibilité est très grande. La dynamique de mesure peut être augmentée au moyen d'une boucle de rétroaction (fonctionnement à flux nul), mais ceci rend le capteur plus coûteux et se fait au détriment de la bande passante, limitée par l'électronique de rétroaction. En outre, la mesure peut être faussée par des régimes transitoires brutaux provoqués par des courants à forte dynamique.

Avec un capteur à *Effet Néel*, du fait de la non linéarité de l'ensemble de la caractéristique $B(H)$, **la dynamique de mesure est potentiellement très grande** ($\cong 10000\text{A/m}$). Ceci est intéressant pour la mesure de courant en électronique de puissance, une dynamique de mesure couvrant quatre ordres de grandeur étant théoriquement envisageable. Par contre la précision d'un capteur SPM sera a priori inférieure à celle d'un fluxgate.

En termes de précision, de linéarité de la mesure, mais aussi d'insensibilité à la température, un fonctionnement en boucle fermée présente, ici aussi, un grand intérêt.

Une autre différence entre capteurs SPM et fluxgates réside dans la forte perméabilité magnétique des matériaux doux utilisés dans ces derniers, qui leur confère, outre le rôle de transducteur, celui de concentrateur de flux. En raison de leur faible perméabilité, les matériaux SPM n'ont pas cette faculté.

Pour finir, ajoutons que le fait que le noyau SPM soit constitué de nano-particules magnétiques placées dans une matrice plastique rend **possible la réalisation de capteurs souples** et ouvrants destinés à venir encercler un câble dont on cherche à mesurer le courant. Possibilité éminemment appréciable d'un point de vue pratique : l'installation du capteur in situ s'en voyant facilitée (ceci est vrai en particulier s'agissant de capteurs de courant visant à des applications de type comptage d'énergie).

2.5 Présentation des travaux

Les travaux qui ont été menés au SATIE sur les capteurs à *Effet Néel* depuis 2006 se sont organisés en différents projets et études dont la figure 2.6 décrit de l'enchaînement et les objets successifs. Outre les personnes précédemment citées : Pierre-Yves Joubert (SATIE puis IEF), Lionel Cima (Neelogy) et Bertrand Revol (SATIE) ; plusieurs étudiants ont, dans le cadre de stages de Master, apporté leur contribution à ces travaux. Il s'agit, par ordre chronologique, de Guillaume Cinquin [M2-5] (2008), Yu Wang [M2-4] (2011), Chuhong Ma [M1-2] (2012) et Rémi Gonin [M1-3] (2013).

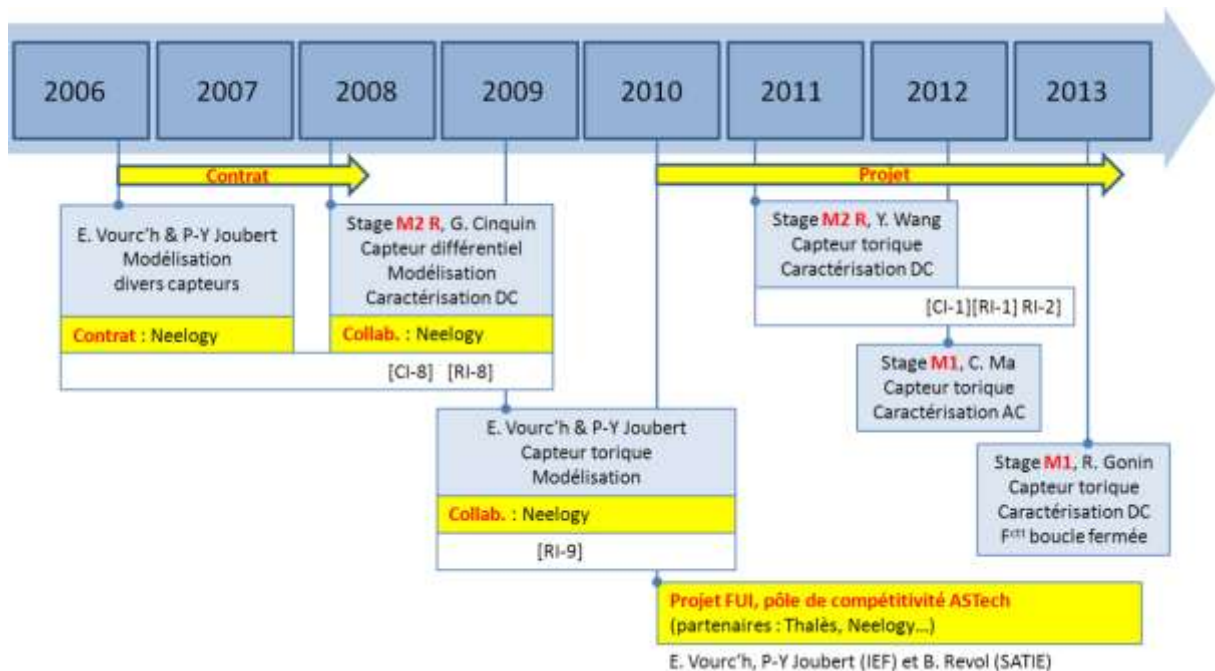


Figure 2.6 - Chronologie des études relatives aux capteurs à *Effet Néel* menées au SATIE.

2.5.1 Modélisation

Les travaux de modélisation ont été développés sous deux formes : celle d'une modélisation numérique où l'induction magnétique dans le noyau du capteur est calculée par la méthode des éléments finis (EF) (au moyen d'un logiciel du commerce (Ansys)), et celle d'une modélisation analytique.

Le premier type de modélisation, qui a l'avantage de permettre de traiter des configurations électromagnétiques quelconques et d'offrir des résultats d'une grande exactitude, mais au prix d'un temps de calcul important, a été développé afin d'analyser finement le fonctionnement des capteurs. **Les modèles analytiques** ont quant à eux été développés pour des capteurs présentant des topologies particulières, moyennant certaines hypothèses simplificatrices. Ils nous **ont servi à démontrer**, dans le cadre de ces hypothèses, **certaines caractéristiques pouvant conférer aux capteurs un intérêt pratique. Afin d'être validés les modèles analytiques ont été confrontés à des modèles numériques.**

Accessoirement, dans le cadre de la conception de capteurs, ces modèles analytiques, de par leur rapidité de calcul, peuvent s'avérer un outil de dimensionnement ou de pré-dimensionnement pratique.

2.5.1.1 Modélisation numérique

Au sujet de ce en quoi consistent les méthodes de simulations par éléments finis (EF) nous nous bornerons à rappeler les généralités : La modélisation EF repose sur le découpage de la structure étudiée en volumes élémentaires, appelés mailles, dans lesquelles les propriétés électromagnétiques du milieu sont prises en compte, et pour lesquelles les grandeurs électromagnétiques sont déterminées numériquement (à partir d'une certaine formulation mathématique du problème). Le découpage en mailles opère une discrétisation spatiale du domaine d'étude ; le choix des dimensions des mailles doit être adapté aux variations spatiales des grandeurs électromagnétiques du problème considéré afin d'atteindre une précision numérique satisfaisante lors de sa résolution, tout en restant raisonnable afin de ne pas excéder les ressources informatiques disponibles.

Par ailleurs, selon les symétries que présente le problème étudié, des réductions du domaine d'étude peuvent ou non être opérées et, le cas échéant, être mises à profit afin de réduire le temps de calcul.

Le fait que la plupart des configurations de capteurs auxquelles nous nous sommes intéressés n'étaient pas axisymétriques nous a conduits à recourir à une modélisation EF 3D.

La simulation d'un capteur à *Effet Néel* à partir d'une méthode EF nous a placés face à une difficulté : celle de devoir à la fois représenter le comportement non linéaire de son noyau magnétique et sa réponse à une excitation harmonique. Or, c'est une possibilité que n'offre pas l'outil de simulation Ansys.

Nous avons contourné ce problème en mettant en œuvre une méthode que nous qualifierons de stroboscopique, basée sur la répétition de simulations EF d'un capteur constitué d'un noyau magnétique de caractéristique non linéaire entouré d'un bobinage d'excitation alimenté par un courant d'excitation continu.

Afin d'obtenir la réponse du capteur soumis à une excitation harmonique à partir de simulations faites pour des courants d'excitation continus, nous avons échantillonné le courant d'excitation harmonique $i_{ex}(t)$ sur une période, et répété la simulation EF pour les

N_p valeurs du courant d'excitation échantillonné. Nous avons ainsi pu obtenir par simulations EF les échantillons temporels du flux magnétique embrassé par les spires de réception du capteur, et par suite calculer (au moyen du logiciel Matlab) la *f.e.m.* de sortie du capteur.

Ces simulations (illustrées figure 2.7), répétées par ailleurs pour différentes valeurs du courant à mesurer, ont permis d'obtenir les variations des harmoniques de rang 1 et 2 de la *f.e.m.* en fonction de ce courant. Mais du fait d'avoir à répéter en une double boucle la simulation EF 3D d'un problème non linéaire, le temps de calcul nécessaire à l'obtention de ces résultats (abstraction faite de la mise au point des programmes) était de l'ordre de la semaine. Le besoin de modèles analytiques n'en était que plus patent.

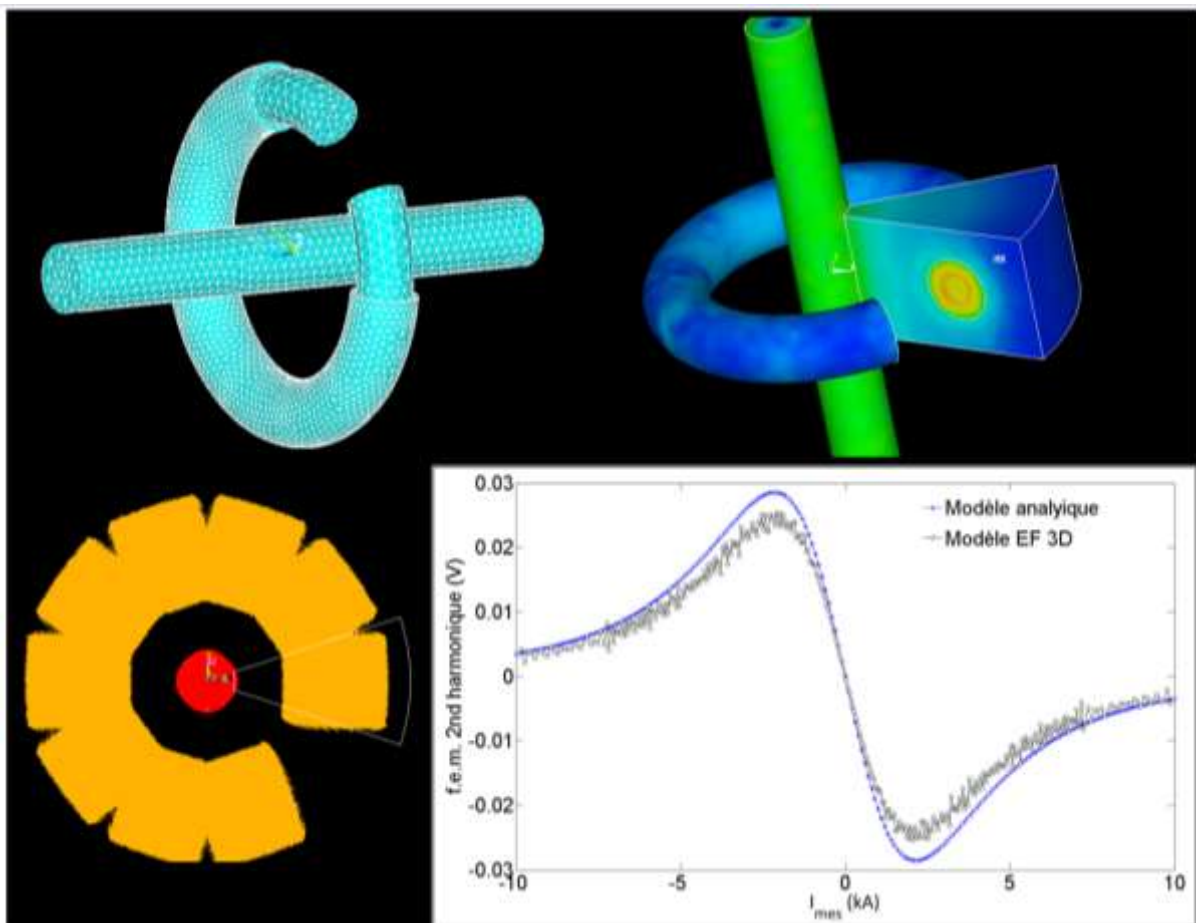


Figure 2.7 - Simulation EF 3D d'une sonde à *Effet Néel* torique, et évolution du second harmonique de la *f.e.m.* de sortie en fonction du courant mesuré d'après un modèle EF 3D ainsi que d'après un modèle analytique.

2.5.1.2 Modélisation analytique

Si nous avons développé des modèles analytiques des capteurs à *Effet Néel* c'est essentiellement afin d'en démontrer certains principes mais aussi de mettre en évidence les caractéristiques dont il pouvait être tiré parti pour optimiser les mesures.

Pouvoir donner un modèle analytique à un problème électromagnétique nécessite généralement de le traiter dans des cas particuliers permettant d'en simplifier les calculs, souvent grâce des symétries géométriques. Or, il se trouve justement que bien souvent c'est à partir de topologies de capteurs présentant de telles symétries que l'on peut obtenir des caractéristiques de mesure intéressantes.

- **Démonstration du principe des capteurs à *Effet Néel* et de l'intérêt de mesurer le second harmonique du signal de sortie**

Le principe d'un capteur à *Effet Néel* peut être démontré analytiquement dans le cas de figure élémentaire où il est constitué d'un noyau SPM entouré d'une spire d'émission et d'une spire de réception dont on fait l'hypothèse que le flux magnétique la traversant est uniforme [RI-8]. Notons que ce flux est la somme de celui induit par le courant d'excitation et de celui créé par le champ magnétique continu à mesurer H_{mes} .

Partant du développement de Taylor à l'ordre 2 de l'induction magnétique à laquelle la spire réceptrice entourant le noyau est soumise, puis effectuant la dérivée par rapport au temps du flux magnétique qu'elle embrasse, on obtient une expression analytique de la *f.e.m.* de sortie du capteur élémentaire. La *f.e.m.* ainsi calculée (équation 2.2) comporte un terme à la fréquence d'excitation du capteur et un terme à la fréquence double dont les amplitudes sont respectivement proportionnelles à la dérivée première et à la dérivée seconde au point H_m de la caractéristique d'aimantation $B(H)$ du matériau SPM constituant le noyau.

$$e(t) = -S\mu_0 \left. \frac{\partial B}{\partial H} \right|_{H_{mes}} h_{ex} \cos(\omega_{ex}t) - S\mu_0 \left. \frac{\partial^2 B}{\partial H^2} \right|_{H_{mes}} \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2 \sin(2\omega_{ex}t) \quad (\text{Equation 2.2})$$

où S est la surface de la spire réceptrice, μ_0 la perméabilité magnétique du vide, h_{ex} l'amplitude du champ magnétique d'excitation et ω_{ex} sa fréquence angulaire d'excitation.

Ce modèle d'un capteur élémentaire démontre l'intérêt d'effectuer la mesure de H_{mes} (ou du courant I_{mes} dont il procède) à partir du second harmonique du signal de sortie. En effet, l'amplitude du premier harmonique est liée à la caractéristique $\frac{dB}{dH}$ qui est une fonction paire (figure 2.8) ; aussi, se servir de cette composante pour effectuer la mesure conduirait-il à une ambiguïté sur le signe de H_{mes} . $\frac{d^2B}{dH^2}$ étant, elle, une fonction impaire et monotone sur une large plage de champ (figure 2.8), l'harmonique 2 permet de déterminer H_{mes} , et donc I_{mes} , sans ambiguïté de signe. En outre, elle a l'avantage d'être nulle en l'absence de champ à mesurer.

Notons qu'en pratique la mesure de l'amplitude du second harmonique du signal de sortie peut être effectuée au moyen d'un système de détection synchrone. Un problème néanmoins se pose : l'amplitude du premier harmonique étant largement supérieure à celle du second, il convient de l'éliminer. C'est ce que permettront des topologies de capteur appropriées.

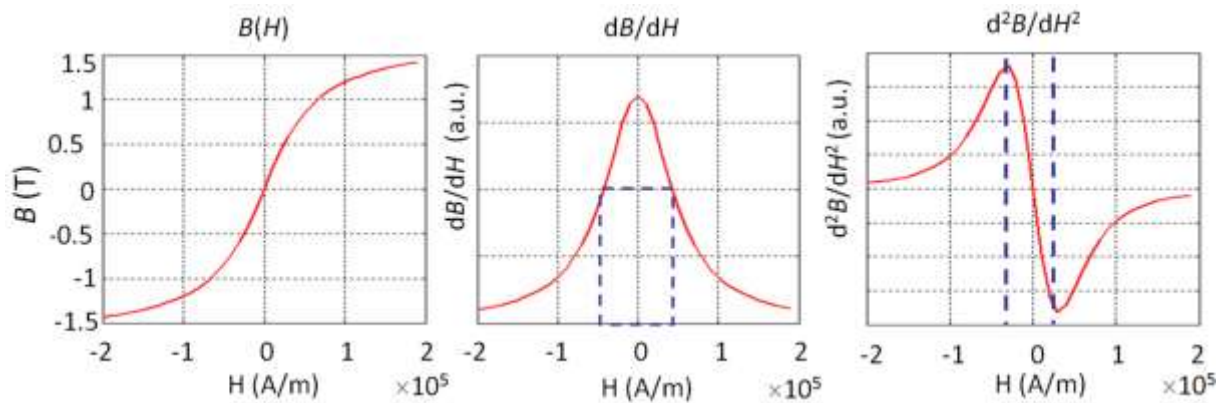


Figure 2.8 - Allure typique des caractéristiques magnétiques d'un matériau SPM.

- **Démonstration de l'insensibilité de la mesure au centrage du conducteur primaire lorsqu'un capteur torique est utilisé**

Il est une topologie de capteur SPM dont la modélisation analytique permet de démontrer une caractéristique d'un grand intérêt pratique : il s'agit de celle où le noyau est un tore uniformément bobiné.

Dans ce cas de figure, en supposant le tore centré sur le conducteur primaire parcouru par le courant à mesurer, et en supposant le flux magnétique uniforme sur la section des spires de mesure, partant du modèle analytique du capteur élémentaire et appliquant par ailleurs le théorème d'Ampère sous forme intégrale sur le contour moyen du tore, une expression analytique de la *f.e.m.* de sortie peut être obtenue.

En ce qui concerne le second harmonique de la *f.e.m.*, on peut démontrer, en appliquant le théorème d'Ampère, que dans l'hypothèse où l'intensité du courant I_{mes} à mesurer est telle que le champ magnétique H_{mes} se trouve dans la plage où la caractéristique $\frac{d^2B}{dH^2}$ est linéaire, alors la mesure ne dépend pas du centrage du conducteur primaire par rapport au capteur [RI-10]. Ceci est intéressant du point de vue de la facilité d'installation des capteurs ouvrants.

Pour que cette propriété soit vérifiée, trois conditions, comme on vient de voir, sont nécessaires :

- l'homogénéité du flux embrassé par les spires de mesure ;
- l'uniformité du bobinage du tore ;
- une utilisation du capteur dans la plage où la caractéristique $\frac{d^2B}{dH^2}$ est linéaire.

On peut noter qu'en pratique la première condition sera d'autant mieux satisfaite que le rayon moyen du tore sera grand, et que la satisfaction de la seconde se trouvera nécessairement en bute aux classiques imperfections de bobinage et à la discontinuité laissée par le mécanisme d'ouverture du tore (comme évoqué plus haut à propos des bobines de Rogowski). Quant à la troisième condition, elle sera favorisée dans le cas d'un capteur fonctionnant en boucle fermée, la compensation de flux garantissant un fonctionnement dans la zone linéaire.

Pour une relation détaillée de la modélisation analytique des capteurs SPM de géométrie torique, voir l'article [RI 9] annexé au présent chapitre.

2.5.2 Topologies de capteurs et instrumentation

A la base d'un capteur est un certain principe physique qu'il faut mettre en œuvre. Ceci peut généralement être fait de différentes manières en jouant sur l'architecture du capteur et en lui adjoignant des techniques d'instrumentation afin, d'une part de lui conférer certaines caractéristiques métrologiques, et d'autre part d'en faciliter l'utilisation.

2.5.2.1 Capteur à structure différentielle

On a vu qu'il était pertinent d'effectuer la mesure de champ ou de courant d'après le second harmonique de la *f.e.m.* de sortie, mais que la présence du premier harmonique, d'amplitude bien plus élevée était gênante. C'est l'une des raisons pour lesquelles une structure différentielle de capteur de courant a d'abord été proposée [RI-8]. Cette structure comporte deux noyaux identiques munis d'un bobinage d'excitation et d'un bobinage de mesure placés symétriquement par rapport au conducteur parcouru par le courant à mesurer (figure 2.9). Dans cette configuration les noyaux subissent de la part du câble des champs magnétiques de signes opposés $\pm H_{mes}$. Quant au courant d'excitation, il est fait en sorte qu'il parcourt les spires dans le même sens, générant dans chaque noyau un champ de même signe. Compte tenu du fait que le signe du premier l'harmonique de la *f.e.m.* mesurée, contrairement à celui du second, ne dépend pas du signe de H_{mes} (et ce parce que les fonctions $\frac{dB}{dH}$ et $\frac{d^2B}{dH^2}$ sont respectivement paire et impaire (équation 2.2)), en connectant les bobinages de mesure des deux noyaux de manière différentielle, il s'opère une soustraction qui supprime le premier harmonique et double l'amplitude du second. Ainsi une détection synchrone du second harmonique de la *f.e.m.* est-elle rendue possible.

Un autre intérêt de cette structure différentielle est d'affranchir la mesure des perturbations liées à des sources de courant parasites éventuellement situées à proximité du capteur.

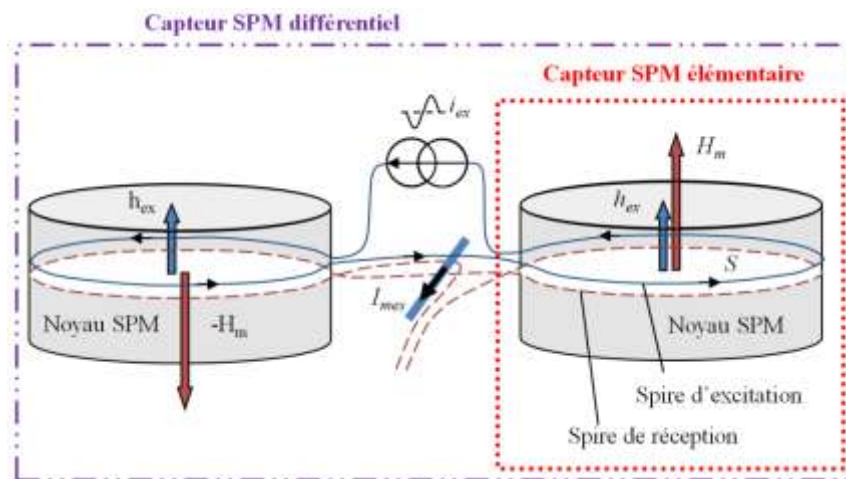


Figure 2. 9 - Schémas de principe d'un capteur à *Effet Néel* élémentaire (encadré de droite) et d'un capteur à structure différentielle (encadré global).

2.5.2.2 Capteur torique

Un capteur à *Effet Néel* de structure torique a l'avantage, sous réserve que certaines conditions soient respectées (§2.5.1.2), d'offrir une mesure insensible au centrage du conducteur primaire, mais également (grâce en soit rendu au décidément indispensable théorème d'Ampère) au rayonnement d'éventuels câbles situés à proximité.

Il faut cependant veiller à l'affranchir de l'influence d'éventuels flux parasites orientés selon son axe, qui seraient captés par la spire équivalente constitué par la jonction des spires du bobinage de réception (figure 2. 10). A l'instar des bobines de Rogowski, on compense de telles perturbations en connectant les extrémités du bobinage via une spire supplémentaire qui parcourt le périmètre moyen du tore (Figure 2. 10).

La mesure devant être faite au second harmonique de la fréquence d'excitation, il reste que la configuration de capteur doit, là encore, être conçue de manière à éliminer la composante au premier harmonique. Pour ce faire un capteur à double noyau a été proposé.

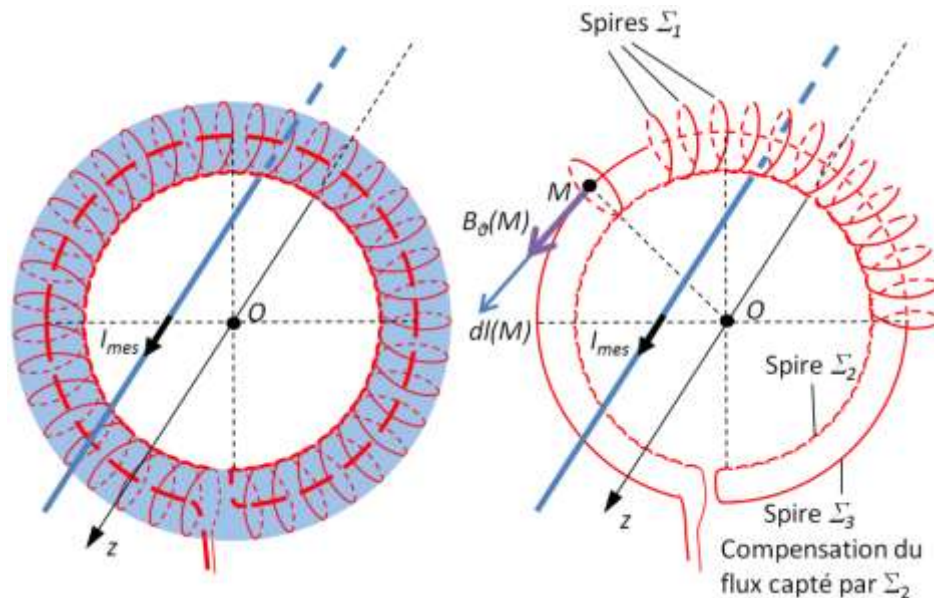


Figure 2.10 - Schéma de principe d'un capteur à *Effet Néel* torique (seul le bobinage de mesure est représenté).

2.5.2.3 Capteur torique à double noyau

Ce capteur est constitué de deux tores SPM identiques et coaxiaux, comportant chacun un seul bobinage, les deux bobines étant connectées en série mais bobinées en sens inverses l'une par rapport à l'autre. La bobine résultante sert à la fois à l'excitation et à la mesure. Le courant d'excitation est créé grâce à deux sources appliquant aux deux extrémités de la bobine des tensions d'égales amplitudes mais de signes opposés. La *f.e.m.* de sortie est mesurée au point milieu de la bobine (figure 2. 11). Cette configuration permet d'annuler le premier harmonique du signal de sortie et d'en doubler le second (par rapport à celui délivré par un seul noyau transducteur).

2.5.2.4 Capteur torique à double noyau et à compensation de flux

La compensation de flux consiste créer au moyen d'un bobinage supplémentaire un flux qui vienne compenser celui créé dans le capteur par le courant I_{mes} et à déterminer ce dernier d'après la tension aux bornes d'une charge placée en sortie de ce bobinage. C'est la tension de sortie de capteur qui commande le circuit de compensation. Du fait de cette compensation, le capteur opère nécessairement dans la zone linéaire de la caractéristique $\frac{\partial^2 B}{\partial H^2}$ de son noyau. Le fonctionnement à flux nul est un moyen classique pour étendre la plage de linéarité d'un capteur.

Ce fonctionnement en boucle fermée permet également d'affranchir la mesure des dérives en température auxquelles les composants comportant des matériaux magnétiques sont intrinsèquement sujets. De plus, dans le cas d'un capteur à *Effet Néel*, la compensation de flux, pour les raisons évoquées plus haut, permet de se placer dans des conditions favorables à l'insensibilisation de la mesure à la position du conducteur primaire.

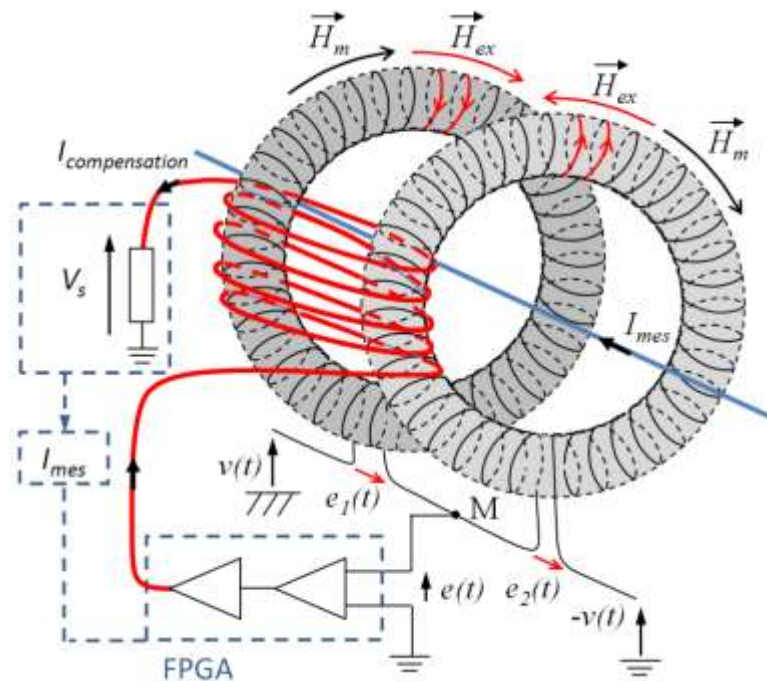
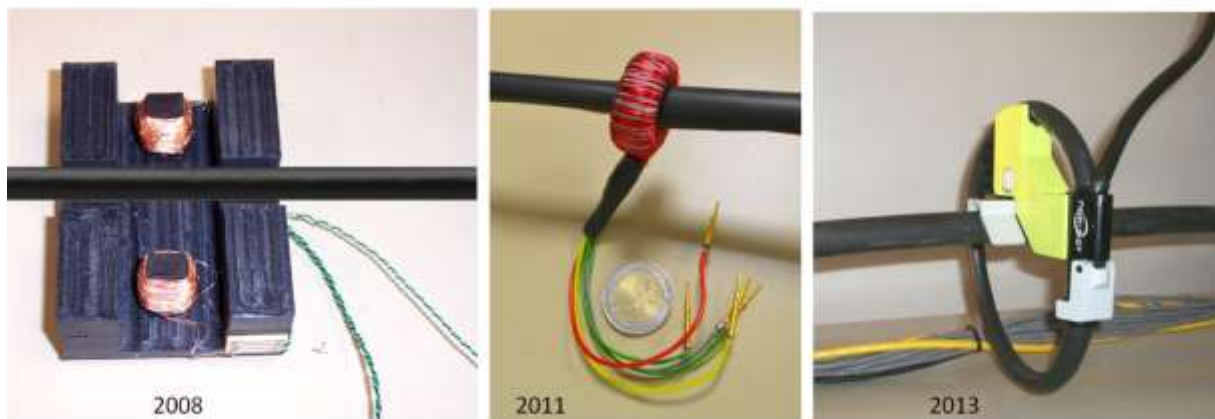


Figure 2.11 - Schéma de principe d'un capteur à *Effet Néel* torique à double noyau et à compensation de flux.



a)

b)

c)

Figure 2.12 - (a) Capteur à *Effet Néel* différentiel à noyaux parallélépipédiques. (b) Capteur à *Effet Néel* torique rigide. (c) Capteur à *Effet Néel* torique et souple. Chacun de ces capteurs a été réalisé par Neelogy.

2.5.3 Caractérisation

2.5.3.1 Capteur différentiel à noyaux parallélépipédiques : mesures en mode DC

Les premières validations expérimentales d'un capteur à *Effet Néel* ont été réalisées en 2008 [M2-5] [CI-8] [RI-8] au moyen de la structure différentielle à noyaux parallélépipédiques en maghémite (de dimensions 7 mm×11 mm×25 mm comportant 100 spires d'excitation et 400 spires de mesure chacun) schématisée figure 2.13.a et dont une photographie est donnée figure 2.12.a. La caractérisation du capteur a été effectuée sur la plage de courants continus $I_{mes} \in [-480 \text{ A}]$, et pour différents courants d'excitation (figure 2.13.b).

Comme escompté, grâce à la structure différentielle le premier harmonique du signal de sortie se trouvait presque complètement supprimé. Presque seulement, parce qu'en raison des imperfections du prototype (imparfaite symétrie du montage, bobinages des noyaux non absolument identiques (figure 2.12.a)) il demeurait une amplitude résiduelle d'environ 400 mV (notons qu'en mode absolu l'amplitude du premier harmonique en sortie d'un noyau s'élevait à plusieurs dizaines de volts).

Quant au second harmonique, ses variations se sont avérées conformes à la théorie, l'allure de la réponse du capteur (figure 2.13.b) étant bien celle de la dérivée seconde de la caractéristique d'aimantation du matériau SPM. L'ordre de grandeur de l'amplitude de cette composante était de quelques dizaines de mV.

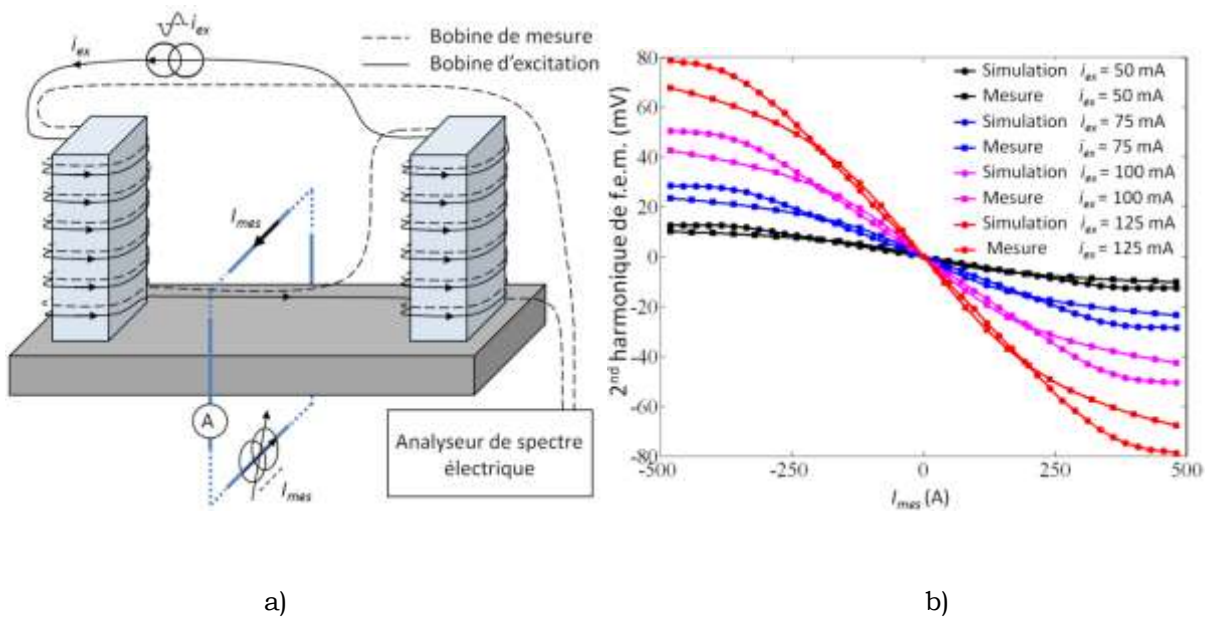


Figure 2.13 - (a) Montage de caractérisation d'un capteur différentiel à *Effet Néel* à noyaux parallélépipédiques). (b) Second harmonique de la *f.e.m.* de sortie du capteur, mesuré et simulé analytiquement pour une fréquence d'excitation de 10 kHz.

Ces résultats expérimentaux furent confrontés à des simulations basées sur un modèle analytique, modèle et mesures s'avérant globalement en bon accord malgré des écarts relatifs s'élevant dans le pire des cas, dans la zone où le second harmonique est fortement non linéaire, à 33 %. Ces écarts sont imputables aux imperfections du prototype, notamment à celles du bobinage (visible sur la photographie présentée figure 2.12.a).

Le résultat de cette première étape expérimentale fut de valider le principe des capteurs à Effet Néel pour la mesure de courants continus d'amplitude élevée, ainsi que la modélisation analytique associée ; et de valider la structure différentielle destinée à éliminer l'harmonique de rang 1.

2.5.3.2 Capteur torique rigide fonctionnant en boucle ouverte : mesures en modes DC et AC

En 2011 et 2012, une seconde génération de capteurs, présentant cette fois une structure torique à deux noyaux conforme à celle présentée § 2.5.2.3, a été caractérisée [M2-4][M1-2][RI-2][RI-3][CI-3] ; et ce aussi bien pour des mesures DC que AC. Le prototype étudié consistait en un capteur rigide de dimensions relativement petites (avec des rayons interne et externe respectivement de 15 et 30 mm) et comportant au total 2×1400 spires. Ce capteur avait vocation à être installé à demeure sur le câble primaire et était conçu pour mesurer des courants allant jusqu'à la centaine d'Ampères.

En ce qui concerne le premier harmonique du signal, le soin apporté à la réalisation des bobinages et à la symétrie des deux noyaux a permis d'en limiter l'amplitude à quelques mV. Quant à la fidélité des mesures, définie comme leur écart-type, pour un courant d'excitation de 60 mA (efficace) à 60 kHz, elle était de 0,5 % sur la plage $|I_{mes}| \in [10 \text{ A } 110 \text{ A}]$ et de 2,5 % pour $|I_{mes}| \in [1 \text{ A } 10 \text{ A}]$.

Les capteurs toriques présentent théoriquement l'avantage d'être insensibles au centrage du conducteur primaire. Cela suppose néanmoins, entre autres conditions, que le flux magnétique puisse être considéré comme homogène sur la section du tore, ce qui implique un diamètre de capteur suffisamment élevé. Or ceci n'est pas le cas du capteur en question. D'ailleurs, étant destiné à être installé à demeure sur un câble primaire parfaitement centré, étudier à son sujet l'influence du centrage ne présente qu'un d'intérêt tout relatif. C'est pourquoi ce point n'est pas développé.

Le résultat de cette seconde étude expérimentale fut de valider la topologie de capteur torique à double noyau pour la mesure de courants DC et AC avec une précision satisfaisante compte tenu du fonctionnement en boucle ouverte.

Pour une relation détaillée de la caractérisation du capteur torique rigide fonctionnant en boucle ouverte et en modes DC et AC, voir l'article [RI-2] annexé au présent chapitre.

2.5.3.3 Capteur torique souple fonctionnant en boucle fermée : mesures en mode DC

Les développements les plus récents [M1-1] [CIs-1] au sujet de la caractérisation des capteurs à Effet Néel concernent un capteur torique à double noyau et à compensation de flux fonctionnant en mode DC. Ces résultats qui viennent d'être obtenus n'ont pas encore fait l'objet d'une publication.

Le capteur considéré est un capteur souple et ouvrant, d'un diamètre interne de 10 cm fonctionnant dans la plage $[-600 \text{ A } 600 \text{ A}]$ avec une dynamique de mesure de $[1 \text{ A } 600 \text{ A}]$ pour une précision minimum de 0.11 % lorsque le conducteur primaire est centré (tableau 2.1). Son fonctionnement en boucle fermée est contrôlé par un circuit FPGA. La compensation de flux lui permet de délivrer un signal linéaire d'amplitude 1 V pour un courant de 600 A (soit une sensibilité de 0.17 mV/A).

Le fonctionnement en boucle fermée ayant la vertu de rendre le capteur non seulement linéaire sur une large plage de fonctionnement (figure 2.14), mais encore de favoriser la précision de la mesure, son insensibilité à la température et au centrage du câble primaire, ces différents points ont fait l'objet d'une caractérisation.

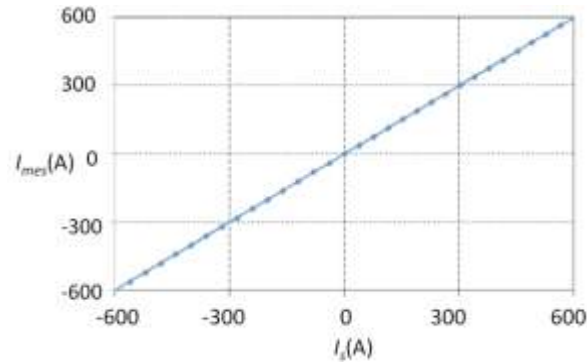


Figure 2.14 - Courant mesuré par le capteur à *Effet Néel* torique à double noyau et à compensation de flux en fonction du courant de référence (le câble primaire étant centré) [CIs-1].

Le câble primaire était constitué d'un enroulement de 40 tours d'un conducteur en cuivre alimenté par un générateur de courant mis en série avec un shunt calibré ; la mesure de la tension aux bornes de ce shunt donnant la valeur de référence I_s du courant dans le câble.

Les courants I_{mes} mesurés par le capteur à *Effet Néel* ont été comparées aux courants de référence. Le tableau 2.1 donne les erreurs de mesure (définies comme la différence entre I_{mes} et I_s). L'erreur moyenne est calculée sur l'ensemble de la plage [-600 A 600 A], la mesure en chaque point (effectuée à la température ambiante de 23°C) ayant été répété 100 fois.



Position du câble	Erreur moyenne (%)	Erreur maximum (%)
Centre	0.05	0.11
Nord	1.90	2.47
Sud	0.24	2.20
Est	1.64	2.11
Ouest	7.12	8.16

Tableau 2.1 - Résultats de la caractérisation de la précision du capteur effectuée pour différentes positions du conducteur primaire.

On voit que le fonctionnement en boucle fermée permet une précision de mesure élevée, puisque de 0.05% en moyenne sur la plage [-600 A 600 A], même si elle est dégradée pour les faibles valeurs de courant (elle est de 0.11% à 1 A).

On remarque par ailleurs que, comme le prévoit le modèle analytique [RI-10], la mesure s'avère relativement insensible au centrage du câble primaire, sauf si celui-ci est placé près du mécanisme d'ouverture du capteur. La discontinuité dans le bobinage en cet endroit est naturellement source d'erreurs de mesure comme c'est le cas avec une bobine de Rogowski [Pat 09].

Concernant pour finir la dépendance de la mesure à la température, une étude a été faite sur la plage [8° C- 48 °C]. Elle a montré que l'impact moyen sur la mesure de courant n'excédait pas 0,031 %.

Les principales conclusions que l'on peut tirer de l'étude d'un capteur torique à double noyau fonctionnant en boucle fermé concernent les bonnes performances qu'offre cette topologie en termes de linéarité et de précision de mesure, ainsi que la l'insensibilité avérée de la mesure au centrage du conducteur primaire et à la température (tout au moins sur la plage [8° C- 48 °C] où les caractérisations ont été faites).

2.6 Conclusion et perspectives concernant les capteurs à Effet Néel

A l'origine du concept des capteurs à *Effet Néel* se trouve Lionel Cima, un ancien chercheur du laboratoire SATIE, et les travaux de recherche réalisés sur ce sujet dans notre laboratoire depuis 2006 sont le fruit d'une collaboration avec la société Neelogy qu'il a créée, qu'il dirige et qui commercialise aujourd'hui des capteurs de courant reposant sur ce principe.

Cette collaboration a fourni un sujet d'étude original à notre petit noyau de chercheurs versés dans l'étude des systèmes associant capteurs et instrumentation.

L'enjeu scientifique qui pour nous s'attachait à cet objet était d'en faire l'analyse et d'en démontrer les potentialités, en développant pour cela des modèles et, partant, de contribuer à l'élaboration de systèmes associant des topologies de capteurs et une instrumentation adaptées à l'application qui s'était dessinée : la mesure de courant pour l'électronique de puissance.

La contribution du SATIE à l'aventure des capteurs à *Effet Néel* concerne essentiellement la modélisation et la caractérisation des composants que Neelogy conçoit et réalise.

Cette collaboration nous a permis de voir un capteur à l'état de principe se concrétiser, évoluer, et donner lieu à des produits commerciaux aujourd'hui très élaborés. Au delà de l'aspect scientifique dont les enjeux viennent d'être rappelés, elle constitue pour ses participants une expérience en matière d'entente et d'équilibre à trouver entre la vocation et les contraintes respectives des milieux académique et industriel.

Dans les grandes lignes, les perspectives qui se dessinent sur ce qui reste pour nous un sujet de recherche, concernent pour l'heure l'étude de capteurs opérant aussi bien en mode AC que DC, et l'étude fine des phénomènes parasites susceptibles d'influer sur leur fonctionnement, notamment les questions de compatibilité électromagnétique (influence de champs parasites).

Articles présentés

[RI-10] E. Vourc'h, P.-Y. Joubert, L. Cima, "Analytical and numerical analyses of a current sensor using non linear effects in a flexible magnetic transducer," Progress In Electromagnetics Research Journal, PIER 99, 323-338, 2009.

[RI-2] E. Vourc'h, Y. Wang*, P.-Y. Joubert, B. Revol, A. Couderette, L. Cima, "Neel Effect toroidal current sensor," IEEE trans. on Magnetics, Volume 49, n°1, pp. 81-84, Jan. 2013.

ANALYTICAL AND NUMERICAL ANALYSES OF A CURRENT SENSOR USING NON LINEAR EFFECTS IN A FLEXIBLE MAGNETIC TRANSDUCER

E. Vourc'h and P.-Y. Joubert

SATIE, ENS Cachan, PRES UniverSud
61 Avenue du Président Wilson, Cachan 94230, France

L. Cima

Billanco SA
194 Avenue Aristide Briand, Cachan 94230, France

Abstract—A theoretical study and a simulation method are proposed for superparamagnetic current sensors implementing a uniformly wound toroidal core topology. So as to be easy to implement, this sensor topology can be made flexible thanks to the use of a core made up of a superparamagnetic powder embedded in a flexible plastic matrix. The measurement of DC and AC currents is possible provided that a sinusoidal magnetic field excitation is applied to the superparamagnetic transducer. An analytical model is proposed for computing the sensor output signal and we demonstrate that when the detection of the component at the second order harmonic of the excitation frequency is used, the measurement is independent of the conductor position in a given current range. For simulating the dynamic response of the sensor, we propose to combine the analytical model, or a finite elements model, with a time-discretization method. Furthermore, simulations are carried out considering a ring shaped sensor and the real magnetization characteristics of a superparamagnetic material. Simulations are provided over the $[-10\text{ kA } 10\text{ kA}]$ range and for various amplitudes of the excitation signal. The results obtained with the analytical model, which is computationally efficient, are within 4% to 12.7% from the numerical results.

Corresponding author: E. Vourc'h (vourch@satie.ens-cachan.fr).

1. INTRODUCTION

There is a variety of current sensors dedicated to power electronics applications [1, 2]. This variety originates from the multiplicity of industrial requirements: either measurement performances or size or practical implementation constraints. To quote only two examples: the fluxgate sensors [3] enable the measurement of AC and DC currents and are reputed having a high accuracy especially when implemented in a closed loop configuration, while the Rogowski coils [4], which are AC only current sensors, exhibit a high dynamic range (up to a few tens of thousands of Amperes) and, with appropriate design, immunity to some external magnetic disturbances. Moreover, thanks to a flexible structure, they may also provide implementation facilities.

The concept of a new sensor implementing a superparamagnetic (SPM) core and dedicated to the measurement of large range AC/DC currents has recently been proposed and experimentally demonstrated [5, 6]. In this paper, the authors propose the theoretical study of an SPM sensor topology combining some advantages of fluxgate sensors (accurate AC/DC current measurement) and Rogowski coils (large dynamic range, flexible structure and immunity to disturbances).

Likewise fluxgates, SPM sensors take advantage of the non-linearity of their core magnetization characteristic. They are subjected to two stresses: first the magnetic field due to the current to measure, which fixes a bias point on the core magnetization curve; and second, a variable magnetic field produced by an excitation winding. The measurement of the current may be performed via lock-in amplification at the second order harmonic of the excitation frequency of the electromotive force (EMF) at the ends of a sensing coil. With regards to the sensor topology, with a view to achieve independency of the measurement with respect to the position of the sensor, following the example of Rogowski coils, it seems judicious to choose a uniformly wound SPM torus surrounding the conductor fed by the measured current. Moreover, the SPM material may be embedded in a flexible plastic matrix (at the image of the SPMFlex sensors developed by the Billanco company) so that the sensor is easy to implement likewise Rogowski coils too.

The prospects of SPM materials for the measurement of high currents and some interests of the toroidal topology are discussed in Section 2. In Section 3, a theoretical study is proposed to assess the output signal of such sensors. We demonstrate that when an appropriate detection method is used, within a wide current range, the measurement can be made independent of the position of the conductor

surrounded by the core. In Section 4, we develop an analytical model for the considered sensor, which enables computationally efficient simulations to be carried out [7]. This model is implemented using a time-discretization method so as to determine the non linear dynamic response of the sensor. Besides, numerical simulations based on finite elements modelling allow the accurate geometry and features of the studied electromagnetic problem to be taken into account [8–10]. Therefore, with a view to validate the proposed analytical model, analytical and numerical simulations of a toroidal SPM sensor, considering the real characteristics of an SPM material, are carried out and compared. Finally, conclusions are provided in section 5.

2. FLEXIBLE, CLOSED AND UNIFORMLY WOUND SPM TRANSDUCER TOPOLOGY FOR CURRENT MEASUREMENT

An SPM material results from the reduction of a ferromagnetic material into a nanoparticular powder. The thus obtained nanoparticles consist in single Weiss domains and it is the disappearance of the Bloch walls that eliminates the hysteresis phenomenon in the macroscopic magnetization curve of the material. Indeed the magnetization of the material has no longer a ferromagnetic behaviour but is similar to paramagnetism with a higher susceptibility. This behaviour discovered by Néel [11,12] was later called the superparamagnetism [13, 14].

To date, most applications of SPM materials fall into the biomedical field [15–17]. Polymer or inorganic microbeads embedding SPM nanoparticles are used for cell separation or as contrast agents in magnetic resonance imaging. In those cases, it is the ability of SPM particles to be selected by means of an applied magnetic field that is exploited. There also exist ferrofluids consisting in suspensions of SPM particles inside a fluid. They may be used in machine clutches or magnetic seals in motors [18, 19].

Besides, thanks to their non linear and hysteresis free magnetization behaviour, SPM materials may also be useful to measure currents. For such an application raw SPM powders seem inappropriate, however, it is possible to load SPM nanoparticles inside a bulk plastic matrix. Thus, solid, easy to shape and even flexible SPM cores can be envisaged.

Basically, an SPM current sensor is a magnetic field sensor. It consists in a SPM core featuring a driving coil and a sensing coil both wound around the core. The driving coil is fed by a high frequency AC current so as to generate an EMF at the ends of the sensing coil,

whether the measured current is AC or DC. The current to be measured induces a bias magnetic field within the SPM core while the excitation current imposes a variation around the bias point. Obviously, the sensor output EMF will be dependent on the bias point corresponding to the measured current and the fact that the whole magnetization characteristic of an SPM material is non-linear, enables envisaging the measurement of currents over a large range.

Besides, experimental demonstration of the concept of SPM current sensors has been reported in [6]. The measurements were carried out over the -500 A to 500 A current range. In the proof of concept device, the transducer that was used did consist in a pair of parallelepiped bulk plastic matrices loaded with SPM particles.

Here, we propose a different kind of a topology inspired from Rogowski coils (Figure 1): a flexible plastic torus loaded with SPM particles, surrounding the conductor in which the current to measure flows. The sensing and the driving coils are assumed to be uniformly wound all around the core. The measured EMF can be decomposed into several contributions. First, the contribution of interest which is due to the T_1 turns that are parallel to the core

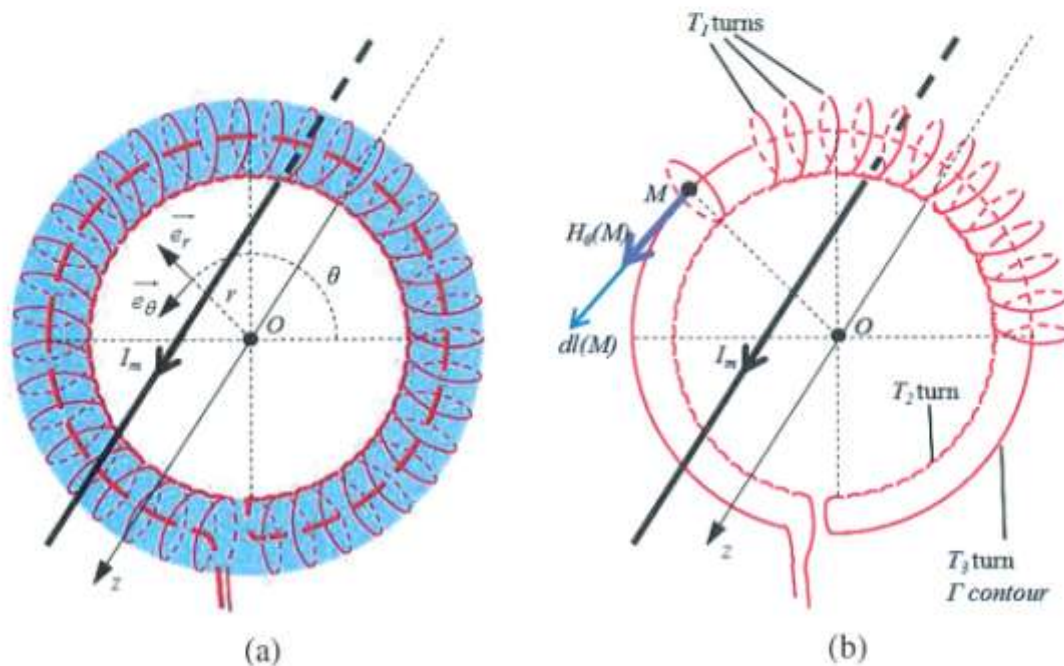


Figure 1. (a) SPM current sensor implementing a uniformly wound topology (for clarity of the drawing the excitation winding is not represented). (b) Display of the three types of turns constituting the sensing coil.

cross section (Figure 1(b)). Second, a T_2 turn (Figure 1(b)) equivalent to the wires that connect the T_1 turns to each other and that may deliver an unwanted EMF due to possible perturbation magnetic field components along the z axis of the core. However, it is to be noted that unlike Rogowski coils, here, only an AC perturbation at the first or the second order harmonics of the excitation frequency could be deleterious. Should such a high frequency perturbation occur, its effect could be easily overcome thanks to a judicious choice of the excitation frequency. Hence, the implementation of an additional T_3 return turn (Figure 1(b)), wound in phase-opposition to T_2 so as to compensate for the contribution of T_2 , is not mandatory. In summary, it is the non-linearity of SPM materials magnetization curves that makes them suitable for the measurement of high currents. Using a sinusoidal excitation (and detection at the second order harmonic of the excitation frequency) it is possible to measure AC as well as DC currents, provided that the excitation frequency is significantly higher than that of the measured current. Moreover, provided the use of an SPM material such that its magnetic particles are smaller than a critical size, and choosing an excitation frequency lower than a critical limit, the material is hysteresis free [20, 21] and allows for AC and DC accurate operations of the sensor to be carried out. With regards to the sensor topology, a flexible toroidal structure, (made possible by plastic matrices embedding SPM nanoparticles) surrounding the conductor and uniformly wound offers several advantages: in situ implementation facility, and also a measurement independent of the position of the conductor, as shown in the following theoretical study.

3. THEORETICAL STUDY

The SPM current sensor topology to be modelled consists in a closed core with toroidal shape featuring sensing and driving coils, both uniformly wound along the torus.

The sensor behaviour is intrinsically linked to the magnetization characteristics of the SPM material. For the sake of the reasoning our study will refer to the characteristics of a maghemite SPM sample measured by means of a vibrating sample magnetometer (Figure 2).

Firstly, we will give an analytical expression for the EMF delivered by one sensing winding. Secondly, in the light of this expression, we will consider the opportuneness of detecting the EMF harmonic at the second order of the excitation frequency for determining the value of the measured current. Next, assuming such a detection, we will give an expression for the sensor output signal and analyse it with regards to the influence of the position of the primary conductor with respect

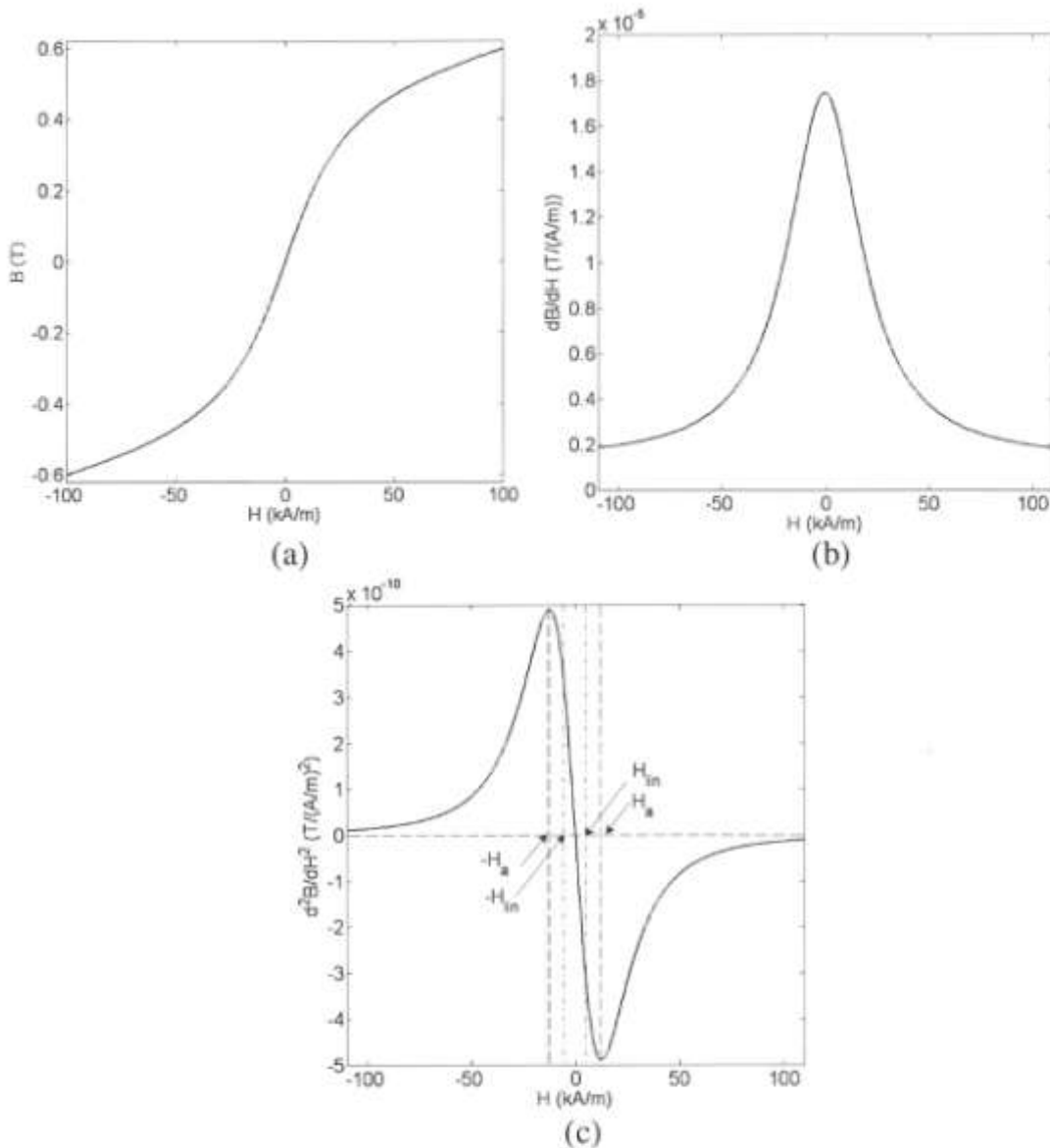


Figure 2. Characteristics of the considered SPM material (maghemite nanoparticles embedded in a plastic matrix) derived from LakeShore 7310 VSM measurements. (a) $B(H)$ magnetization curve, (b) first derivative of the $B(H)$ magnetization curve, (c) second derivative of the $B(H)$ magnetization curve.

to the transducer.

3.1. Analytical Model for the SPM Sensor Output EMF

Let us consider an SPM torus of revolution axis z , of cross-sectional area S and of average radius R . Let n_{ex} and n_{sens} be the number

of excitation and sensing turns per meter along the Γ average circumference of the torus respectively. The conductor fed by the I_m current to measure, which is surrounded by the torus, is assumed to be parallel to z but not necessarily placed at the centre of the torus.

The sensing coil is sensitive to the azimuthal component of the magnetic field intensity, H_θ . According to the superposition principle, H_θ is the sum of the field $H_{m\theta}$ due to I_m and of the time varying $H_{ex\theta}(t)$ excitation magnetic field induced by the sinusoidal current $i_{ex}(t) = I_{ex} \sin(\omega_{ex}t)$ feeding the driving coil.

Assuming that H_θ is homogeneous on the torus cross section, it is possible to give an analytical expression for the $\varepsilon(t)$ EMF at the ends of a sensing turn.

For the sake of simplicity, in the following, $H_\theta(t, M)$, $H_{m\theta}(M)$, $H_{ex\theta}(t, M)$ will be denoted H , H_m and H_{ex} respectively. In the same manner, the magnetic field density $B_\theta(t, M)$ will be denoted B .

The second-order Taylor's expansion of B centred at H_m is

$$B(H) = B(H_m) + (H - H_m) \left. \frac{\partial B}{\partial H} \right|_{H_m} + \frac{(H - H_m)^2}{2} \left. \frac{\partial^2 B}{\partial H^2} \right|_{H_m} \quad (1)$$

By introducing the small signal magnetic permeability $\mu_r = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial B}{\partial H}$, where μ_0 is the permeability of vacuum, (1) may be rewritten as

$$B(H) = B(H_m) + (H - H_m) \mu_0 \mu_r(H_m) + \mu_0 \frac{(H - H_m)^2}{2} \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m} \quad (2)$$

It follows that the EMF $\varepsilon(t)$ delivered by one sensing turn is given by

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &= -S \frac{\partial}{\partial t} B(H_m) - S \mu_0 \mu_r(H_m) \frac{\partial}{\partial t} (H - H_m) \\ &\quad - S \mu_0 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m} \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{(H - H_m)^2}{2} \right] \\ &= -S \mu_0 \mu_r(H_m) \frac{\partial}{\partial t} (H) - S \mu_0 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m} \cdot (H - H_m) \frac{\partial H}{\partial t} \quad (3) \end{aligned}$$

Since $H(t) = H_m + H_{ex}(t)$ and with the hypothesis of a sinusoidal magnetic excitation $H_{ex}(t) = h_{ex} \sin(\omega_{ex}t)$, $\varepsilon(t)$ becomes

$$\varepsilon(t) = -S \mu_0 \mu_r(H_m) h_{ex} \cos(\omega_{ex}t) - S \mu_0 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m} \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2 \sin(2\omega_{ex}t) \quad (4)$$

Thus, the sensed EMF contains a term at ω_{ex} and a term at $2\omega_{ex}$. Their amplitudes are proportional to $\left. \frac{\partial B}{\partial H} \right|_{H_m} = \mu_0 \mu_r(H_m)$ and to $\left. \frac{\partial^2 B}{\partial H^2} \right|_{H_m} = \mu_0 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m}$, which are the first and the second derivatives

of the magnetisation curve of the SPM material with respect to H , respectively.

Since $\frac{\partial B}{\partial H}$ is an even function (Figure 2(b)), the determination of H_m from the measurement of the component of $\varepsilon(t)$ at ω_{ex} would lead to an ambiguity on the sign of H_m .

Because $\frac{\partial^2 B}{\partial H^2}$ is an odd function which is monotonous in a range $[-H_a, H_a]$ (Figure 2(c)), to avoid ambiguity on the sign of H_m and subsequently on that of I_m , it is preferable to detect the component of $\varepsilon(t)$ at $2\omega_{ex}$.

Moreover, according to (Figure 2(c)), it is worth noting that conversely to the term at ω_{ex} , the term of $\varepsilon(t)$ at $2\omega_{ex}$ is null for $H = 0$. From the practical point of view, the detection of the e_2 amplitude of the component of the sensor output signal at the second order harmonic of the excitation frequency could be performed by means of a lock-in amplifier.

Let $de_2(M)$ be the contribution to e_2 of the $n_{sens} \cdot dl(M)$ sensing turns contained in the $dl(M)$ long torus portion centred on M .

$$de_2(M) = -n_{sens} dl(M) S \mu_0 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m(M)} \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2(M) \quad (5)$$

Subsequently

$$e_2 = \oint_{\Gamma} de_2(M) = -n_{sens} S \mu_0 \frac{\omega_{ex}}{2} \oint_{\Gamma} \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m(M)} h_{ex}^2(M) dl(M) \quad (6)$$

As for symmetry reasons $h_{ex}(M)$ is independent of M it follows

$$e_2 = -n_{sens} S \mu_0 \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2 \oint_{\Gamma} \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m(M)} dl(M) \quad (7)$$

3.2. Study of the Dependency of the Measurement on the Cable Position

In the above expression of the sensor output signal, no hypothesis is made regarding the position of the conductor fed by I_m within the contour Γ .

In case the conductor is positioned at the centre of Γ , for symmetry reasons, $H_m(M)$ is independant of M and (2) simplifies as

$$e_2 = -n_{sens} S \mu_0 \pi R \omega_{ex} h_{ex}^2 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m} \quad (8)$$

However, if the I_m current to measure belongs to the $[-I_{lin}, I_{lin}]$ range such that the induced H_m field is within the $[-H_{lin}, H_{lin}]$ range where

$\mu_0 \frac{\partial \mu_r}{\partial H}$ is linear (Figure 2(c)), then

$$e_2 = -n_{sens} S \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2 A \oint_{\Gamma} H_m(M) dl(M) \quad (9)$$

where A denotes the slope of the linear zone of $\mu_0 \frac{\partial \mu_r}{\partial H}$.

Moreover, according to Ampere's law, $\oint_{\Gamma} H_m(M) dl(M) = I_m$, which implies that the result of (9) is independent of the position of the conductor within Γ . Then,

$$e_2 = -n_{sens} S \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2 A I_m \quad (10)$$

Still according to Ampere's law, it can be shown that $h_{ex} = n_{ex} I_{ex}$, which finally leads to

$$e_2 = -n_{sens} n_{ex}^2 I_{ex}^2 S \frac{\omega_{ex}}{2} A I_m \quad (11)$$

Typically, the linear range of the second derivative of the magnetization curve of an SPM material is in the order of a few $\text{kA} \cdot \text{m}^{-1}$. Such feature should confer SPM current sensors with a measurement range independent of the conductor position in the order of a few hundreds or thousands of amperes, depending on the diameter of the SPM core. Nevertheless, the higher the core diameter, the lower the sensitivity of the sensor.

It is also to be noted that the EMF sensed by a Rogowski coil is independent of the position of the conductor and also of the shape of the amagnetic wound core. With regards to the particular SPM sensor topology considered in this article, it is not the total sensed EMF that may be independent of the position of the conductor, but only its component at $2\omega_{ex}$. Moreover, such independency requires the core contour Γ to be a circle.

Nevertheless, thanks to its excitation system, an SPM toroidal sensor enables measuring AC and DC currents while Rogowski coils only measure AC currents.

4. ANALYTICAL AND NUMERICAL SIMULATIONS

It is possible to give an analytical expression for the magnetic flux sensed by a uniformly wound ring SPM current sensor. In this section, we propose to combine such an analytical model, or a finite elements model, with a time discretization method in order to simulate the dynamic response of the sensor.

4.1. Sensor Dynamic Response Simulation Method

Assuming that the conductor fed by the I_m current to measure is centred with respect to the ring; for symmetry reasons, the magnetic fluxes sensed by every sensing turns are equal. Therefore, assuming the magnetic field intensity is homogenous on a cross section of the transducer, the whole flux sensed at the instant t is given by

$$\Phi(t) = 2\pi R n_{mes} S \cdot B(H(t)) \quad (12)$$

where the instantaneous magnetic field intensity $H(t)$ can be decomposed as $H(t) = H_m + H_{ex}(t)$.

Moreover, according to Ampere's law

$$H_m = \frac{I_m}{2\pi R} \text{ and } H_{ex}(t) = n_{ex} i_{ex}(t) = n_{ex} I_{ex} \sin(\omega_{ex} t) \quad (13)$$

Hence

$$\Phi(t) = 2\pi R n_{mes} S \cdot B\left(\frac{I_m}{2\pi R} + n_{ex} I_{ex} \sin(\omega_{ex} t)\right) \quad (14)$$

Thus, provided the magnetization curve $B(H)$ of the core material (Figure 2(a)), (14) enables computing the magnetic flux sensed at any instant t . For determining h_1 and h_2 , the amplitudes of the components of the sensor output EMF at the first and second order harmonics of the excitation frequency, we propose the following method: first, $\Phi(t)$ is discretized on an excitation period with N samples. Second, the a_n and b_n ($n = 1, 2$) coefficients of the Fourier series expansion of $\Phi(t)$ are derived from the samples as follows

$$a_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Phi(kT_0) \cos\left(n \frac{2\pi k}{N}\right) \quad (15)$$

$$b_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Phi(kT_0) \sin\left(n \frac{2\pi k}{N}\right) \quad (16)$$

where $T_0 = 2\pi/N\omega_{ex}$ is the sampling period. Third, the EMF being the time derivative of $\Phi(t)$, h_1 and h_2 are finally deduced from a_n and b_n according to (17).

$$|h_n| = n2\pi f_{ex} \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (17)$$

In order to evaluate the above analytical model, simulations are performed and compared to data from numerical modelling.

Let us consider a sensor with a ring core of average radius $R = 27.5$ mm and of cross section radius $R_1 = 5$ mm. The number of excitation and sensing turns are chosen to be $N_{ex} = 200$ and

$N_{sens} = 1000$ respectively, which corresponds to $n_{ex} = 1157.5$ and $n_{mes} = 5787.5$ turns per meter. The frequency of the excitation current is chosen to be $f_{ex} = 50$ kHz and the three following values $I_{ex} = 150$ mA, $I_{ex} = 300$ mA and $I_{ex} = 500$ mA are considered for its intensity. Furthermore, the magnetization characteristic of the core material is considered to be the curve depicted in Figure 2(a) which results from the experimental characterization of a plastic sample loaded with maghemite SPM particles such that the load of particles represents 80% of the sample volume. The characterization was carried out using a LakeShore 7310 vibrating sample magnetometer (VSM).

The h_1 and h_2 components of the sensor output EMF are simulated by implementing the analytical model (14) and the sampling method described above and by iterating these computations for values of I_m ranging from -10 kA to 10 kA.

On the other hand, numerical simulations are carried out. This time, the magnetic flux captured by the considered sensor is computed thanks to 3D finite elements modelling using an edge flux based formulation of the considered magneto-dynamic problem and taking the non linear characteristic of the transducer into account. Besides, for simulating the dynamic response of the sensor and determining h_1 and h_2 , the same discretization method as for the analytical model is used. Again, these simulations are iterated for values of I_m ranging from -10 kA to 10 kA.

4.2. Simulation Results Analysis

Results from both analytical and numerical simulations are shown in Figure 3. First, a qualitative result may be noticed: the variations of h_1 and h_2 as a function of the measured current are similar to those of the first and the second derivatives of the SPM material magnetization curve with respect to the magnetic field intensity respectively (Figures 2(b), (c)). This is consistent with the theoretical study of Section 3. Second, the analytical model results are in good agreement with the numerical data. With regards to h_1 , the maximum distance between analytical simulations and numerical simulations for $I_{ex} = 150$ mA, $I_{ex} = 300$ mA and $I_{ex} = 500$ mA are in the order of 1%, 1.2% and 5.3% respectively. With regards to h_2 , these distances are 12.7%, 11% and 4.1% respectively. Such differences may be imputable to the analytical model simplifications, the main of which being the assumption of a homogeneous magnetic field intensity on the core section, as well as to the computation noise inherent in the finite elements modelling. Nevertheless, the good agreement between these simulations validates the accuracy of the proposed analytical model.

Furthermore, it is to be noted that the amplitude of the h_1

component of the sensed EMF is as high as a few tens or even hundreds of volts, depending on I_{ex} (Figure 3(a)). As pointed out in Section 3, contrary to h_2 , the measurement of h_1 does not allow for determining the sign of the measured current. From the practical point of view

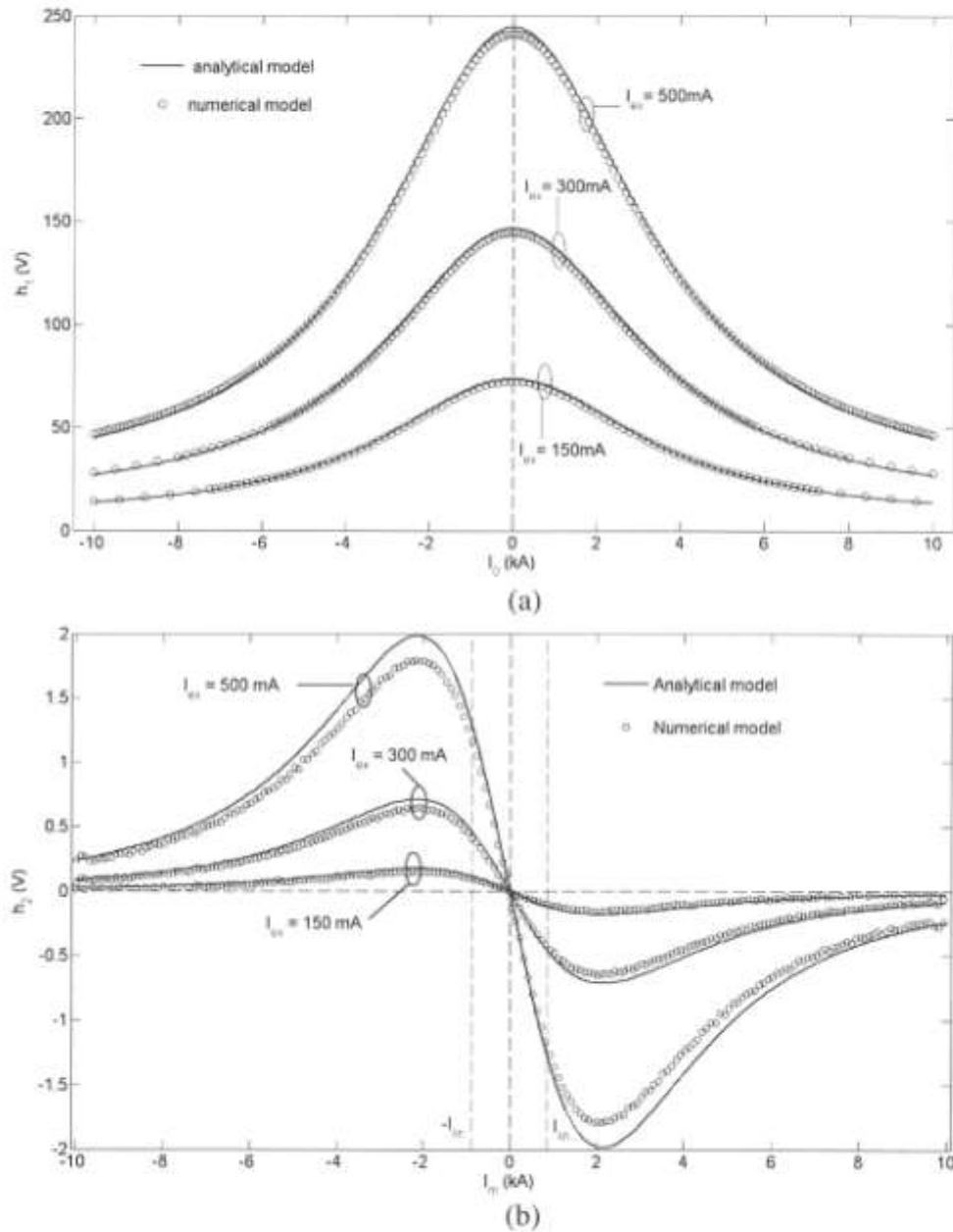


Figure 3. (a) Simulation results for h_1 , the first order harmonic component of the EMF at the output of the toroidal SPM sensor. (b) Simulation results for h_2 , the second order harmonic component of the EMF at the output of the toroidal SPM sensor.

the measurement of h_2 relies on the lock-in amplification of the sensed EMF at $2\omega_{ex}$. In order not to saturate the amplifier the h_1 component should be cancelled. To this aim, a differential sensor using two wound SPM cores could be used like what was done experimentally in [5], which incidentally would also double the level of h_2 .

Although the assumption of small excitation amplitude made for the model developed in Section 3 is not strictly fulfilled, simulations show that the amplitude of h_2 varies proportionally to the square of the excitation current I_{ex} which also agrees with (11). According to Figure 3(b), the linear measurement range of the simulated sensor is up to about $I_{lin} = 700$ A. Such a feature is intrinsically linked to the characteristics of the SPM material that is considered. Indeed, according to the VSM characterization of the few maghemite SPM samples at our disposal, the extent of the linear range of $\frac{\partial^2 B}{\partial H^2}$, the second derivative of the measured magnetization curves appeared to be dependent on the size of the nanoparticles, which was the parameter that varied from a sample to another.

Note that, still according to the theoretical study of Section 3, for values of the measured current contained in $[-I_{lin}, I_{lin}]$, the measurement should be independent of the conductor position with respect to the SPM transducer.

With regards to the sensor sensitivity, which is defined as the slope of the linear part of curve h_2 , it is -0.14 mV/A, -0.55 mV/A and -1.6 mV/A for $I_{ex} = 150$ mA, $I_{ex} = 300$ mA and $I_{ex} = 500$ mA respectively. Comparison with the corresponding results given by the numerical model, shows that the sensitivity resulting from the analytical model is higher, with a relative difference that does not exceed 14% as far as the three considered cases are concerned.

Furthermore, the dynamic range of the sensor, which is the current range for which the curve h_2 is monotonous, is 2 kA wide, either according to the analytical or to the numerical model. Likewise the linear operating range, this feature is intrinsically linked to the characteristics of the SPM material that is considered.

However, the parameters of the sensor that was simulated (the dimensions, the number of winding turns, the excitation frequency, the excitation current intensity, the material characteristics) were chosen to be realistic, it should be pointed out that the simulations reported here do not pretend to assess the performances of an optimized ring SPM sensor. Our main purpose was to give an analytical model for the proposed sensor topology that could be used as a design tool that would be computationally efficient if compared with the use of a numerical software. Our purpose was also to investigate the accuracy of this analytical model by comparing its results to numerical simulations.

5. CONCLUSION

SPM current sensors have been proposed very recently for measuring AC and DC currents over ranges in the order of a few hundreds or thousands of amperes and experimental demonstration was carried out. Here we have theoretically investigated the prospects of a particular SPM current sensor topology consisting in a ring transducer uniformly wound with both an excitation and a sensing winding. The fact that the sensor surrounds the conductor fed by the measured current, enables minimizing for external magnetic disturbances. Moreover, the use of a flexible core consisting in a plastic matrix embedding SPM particles may facilitate the in situ implementation. An analytical study has been developed for this sensor topology. It has appeared that the detection of the component of the output EMF at the second order harmonic of the excitation frequency is suitable for being able to determine the current without a sign ambiguity. In addition, it was also demonstrated that within a given current range, the measurement should be insensitive to the position of the core with respect to that of the surrounded conductor. Furthermore, a method for modelling the dynamic response of the sensor has been proposed which combines an analytical expression for the instantaneous sensed magnetic flux with a time-discretization of this flux on a period of the driving signal. Simulations have been carried out considering a sensor example for which the SPM core magnetization curve did result from the characterization of an actual plastic sample loaded with maghemite SPM particles.

Qualitatively, the results of the simulations based on the analytical model are consistent with the theoretical study and quantitatively the good agreement with results from 3D finite elements modelling has shown the accuracy of the analytical model.

Further works will be dedicated to the experimental set up and characterization of a flexible toroidal SPM sensor. An emphasis will be placed on the design of the windings and of the instrumentation circuits used to reach accurate measurement of the output signal at the first and second order harmonics of the excitation frequency.

REFERENCES

1. Costa, F., P. Poulichet, E. Labouré et al, "The current sensors in power electronics, a review," *EPE Journal*, Vol. 11, No. 1, 7–18, 2001.
2. Ripka, P., "Sensors based on bulk soft magnetic materials: Advances and challenges," *J. Magn. Magn. Mater.*, Vol. 320, 2466–2473, 2008.
3. Ripka, P., "Advances in fluxgate sensors," *Sens. Actuators A*, Vol. 106, 8–14, 2003.
4. Ray, W., "Wide bandwidth Rogowski current transducers, Part 1: The Rogowski coil," *EPE Journal*, Vol. 3, No. 1, 51–59, 1993.
5. Lenglet, L., "Current & magnetic field sensors, control method & magnetic core for said sensors," *Billanco Patent WO2007042646 (A1)*, 2007.
6. Vourc'h, E., P. Y. Joubert, G. Cinquin, Y. Maniouloux, and L. Cima, "Novel magnetic field and current sensors based on superparamagnetic transducers," *Sensor Letters*, Vol. 7, No. 3, 1–6, 2009.
7. Prokopovich, D. V., A. V. Popov, and A. V. Vinogradov, "Analytical and numerical aspects of bragg fiber design," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 6, 361–379, 2008.
8. Steinbauer, M., R. Kubasek, and K. Bartusek, "Numerical method of simulation of material influences in MR tomography," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 1, 205–210, 2008.
9. Ozgun, O. and M. Kuzuoglu, "Finite element analysis of electromagnetic scattering problems via iterative leap-field domain decomposition method," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 22, No. 2–3, 251–266, 2008.
10. Urbani, F., "Numerical analysis of periodic planar structures on uniaxial substrates for miniaturization purposes," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 5, 131–136, 2008.
11. Néel, L., "Influence des fluctuations thermiques sur l'aimantation de grains ferromagnétiques très fins," *Compte Rendu Hebdomadaire de Séance de l'Académie des Sciences*, Vol. 228, 664–666, 1949.
12. Néel, L., "Théorie du trainage magnétique des ferromagnétiques en grains fins avec application aux terres cuites," *Annales de Géophysique*, Vol. 5, 99–136, 1949.
13. Bean, C. P., "Hysteresis loops of mixtures of ferromagnetic micropowders," *J. Appl. Phys.*, Vol. 26, No. 11, 1381–1383, 1955.

14. Bean, C. P. and J. D. Livingston, "Superparamagnetism," *J. Appl. Phys.*, Vol. 30, 120S–129S, 1955.
15. Gleich, B. and J. Weizenecker, "Tomographic imaging using the nonlinear response of magnetic particles," *Nature*, Vol. 435, No. 7046, 1173–4, 2005.
16. Pankhurst, Q. A., J. Connolly, S. K. Jones, and J. Dobson, "Applications of magnetic nanoparticles in biomedicine," *J. Phys. D: Appl. Phys.*, Vol. 36, R167–R181, 2003.
17. Arruebo, M., R. Fernandez-Pachero, M. R. Ibarra, and J. Santamaria, "Magnetic nanoparticles for drug delivery," *Nanotoday*, Vol. 2, No. 3, 22–32, 2007.
18. Raj, K., R. Moskowitz, and R. Casciari, "Advances in ferrofluid in ferrofluid technology," *J. Magn. Magn. Mater.*, Vol. 149, 174–180, 1995.
19. Ravaud, R. and G. Lemarquand, "Design of ironless loudspeakers with ferrofluid seals: Analytical study based on the coulombian model," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 14, 285–309, 2009.
20. Kneller, E. and F. E. Fand Luborsky, "Particle size dependence of coercivity and remanence of Single domain particles," *J. Appl. Phys.*, Vol. 34, 656–658, 1963.
21. Cullity, B. D. and C. D. Graham, *Introduction to Magnetic Materials*, 2nd edition, Wiley-IEEE Press, 2008.

Neel Effect Toroidal Current Sensor

Eric Vourc'h¹, Yu Wang¹, Pierre-Yves Joubert², Bertrand Revol¹, André Couderette³, and Lionel Cima³

¹SATIE, ENS Cachan, CNRS, Universud, 94 235 Cachan Cedex, France

²IEF, Université de Paris-Sud, CNRS, 91 405 Orsay, France

³Neelogy S.A., 94230 Cachan, France

In this paper, a configuration for a Neel effect ac–dc current sensor designed with second harmonic sensing in view is proposed. This configuration relies on the use of two toroidal superparamagnetic cores wound in opposite direction with respect to each other and connected in series. An analytical model is developed, which shows that the component of the output signal at the excitation frequency, which is useless, should be removed provided that the windings are symmetrical. The latter principle is validated experimentally and a prototype device is characterized for different excitation conditions. Open loop dc and ac current measurements are carried out over the [−110 A, 110 A] range.

Index Terms—Current sensor, electric current control, magnetic sensor, nanoparticles, power system management, superparamagnetism.

I. INTRODUCTION

THE measurement of current is an important stake in particular for the energy conversion, the energy management and the energy storage systems. Many sensor technologies exist such as shunts, Hall effect probes, fluxgate sensors or Rogowski coils, which exhibit different features from one to another (for example regarding the sensitivity, the dynamic range, the bandwidth, the only ac or the both ac and dc operation, the size, the weight, the implementation facility, . . .) [1]–[4]. Neel effect¹ current sensors are based on a magnetic field transducer made up of magnetic nanoparticles embedded in a plastic matrix [5]. Due to the superparamagnetic (SPM) behavior of the nanoparticles [6] the transducer features a nonlinear magnetization characteristic which also has the property of being remanence free. Advantage can be taken of this nonlinearity in order to accurately measure currents over large ranges. On the other hand, likewise Rogowski coils, the possibility of building flexible Neel effect sensors thanks to the use of a flexible plastic matrix is also an advantage as it enables easy to install sensors to be designed. By superposing a sinusoidal magnetic field excitation to the dc or ac (slowly varying with respect to the excitation) magnetic field induced by the current to measure, a time varying magnetic flux density is sensed by the coil wound over the transducer. Thus, an electromotive force (EMF) appears at the output of the sensor. It has been demonstrated [7] that given the non linearity of the magnetic characteristic of the transducer the amplitude of the component of the EMF at the second order harmonic of the excitation frequency is an odd function of the current to measure.

As this function is monotonous over a large magnetic field range the measurement of currents over ranges in the order of tens to thousands of Amperes can be envisaged, depending of the magnetization characteristic of the transducer.

Here, we report on a Neel effect sensor featuring a toroidal configuration and an excitation and measurement configuration using a single coil. This configuration is chosen so as to enable the EMF component at the excitation frequency f_{ex} to be removed, and so that the output signal consists in the suitable component, that is that at the second harmonic of the excitation frequency.

This paper is organized as follows: firstly, in Section II, the principle of generic Neel effect current sensors is reminded and an analytical expression of their output EMF is given. Secondly, the concept of double core toroidal sensors is reported and an analytical expression of their output signal is derived. In Section III a prototype device is characterized for different excitation currents. Both the measurement of dc and ac currents are carried out, which show that with the used device open loop measurements of dc and ac currents can be performed over the [−110 A, 110 A] range.

II. NEEL EFFECT CURRENT SENSORS PRINCIPLE

A. Elementary Neel Effect Sensor

Let us consider an elementary Neel effect sensor consisting in a SPM core wound with one sensing turn. An analytical model can be derived for such a sensor [7]. Consider that the latter sensor is submitted to both a H_m magnetic field to measure and a sinusoidal excitation magnetic field $H_{ex}(t) = h_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t)$ (which can be, for example, induced by a sinusoidal current feeding an excitation winding superposed to the measurement winding) both normal to the turn cross section and homogeneous over the cross section area. At any point of the sensing coil cross section the second-order Taylor's expansion of the magnetic flux density B centred at H_m is

$$B(H) \cong B(H_m) + (H - H_m) \left. \frac{\partial B}{\partial H} \right|_{H_m} + \frac{(H - H_m)^2}{2} \left. \frac{\partial^2 B}{\partial H^2} \right|_{H_m} \quad (1)$$

Manuscript received July 12, 2012; revised August 30, 2012; accepted September 17, 2012. Date of current version December 19, 2012. Corresponding author: E. Vourc'h (e-mail: eric.vourch@satie.ens-cachan.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2012.2222021

¹Neel Effect is a trademark and a patented technology that belongs to Neelogy SA.

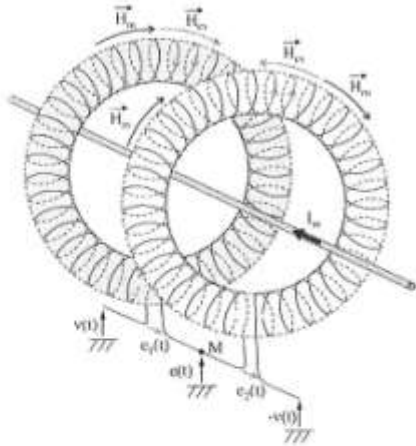


Fig. 1. Neel effect sensor topology implementing two cores featuring homogeneous windings wound in opposite directions and connected in series.

According to (1) and to Lenz's law and assuming that the magnetic field to measure H_m can be considered as constant in time also for an ac waveform provided that its frequency is much lower than that of the excitation magnetic field, the EMF $\varepsilon(t)$ at the output of the elementary sensing coil writes

$$\varepsilon(t) = -S \frac{\partial B(H)}{\partial t} \cong -S \mu_0 \mu_r(H_m) \omega_{ex} h_{ex} \cos(\omega_{ex} t) - S \mu_0 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m} \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2 \sin(2\omega_{ex} t) \quad (2)$$

where S is the cross-sectional area of the sensing coil, $\omega_{ex} = 2\pi f_{ex}$, μ_0 is the magnetic permeability in a vacuum and $\mu_r = (1/\mu_0)(\partial B/\partial H)$ the small signal magnetic permeability of the SPM material.

$\varepsilon(t)$ is composed by a term at ω_{ex} (first harmonic) and a term at $2\omega_{ex}$ (second harmonic). The amplitude of the first harmonic is proportional to the first derivative of the magnetization characteristic of the SPM material with respect to H at H_m (via $\mu_r = (1/\mu_0)(\partial B/\partial H)|_{H_m}$) while the amplitude of the second harmonic is proportional to the second derivative of B with respect to H at H_m (via $(1/\mu_0)(\partial^2 \mu_r/\partial H^2)|_{H_m}$). Since dB/dH is an even function, the determination of H_m from the measurement of the first harmonic of the EMF would lead to an ambiguity on the sign of H_m . Conversely, d^2B/dH^2 is an odd function that is monotonous over a large magnetic field range [7]. Consequently within this range, it is possible to determine H_m without a sign ambiguity from the measurement of the second harmonic component of the EMF. Moreover, the first harmonic is maximum in the absence of a current to measure whereas the second harmonic is null. For these reasons the measurement of the second harmonic is recommended.

B. Double Core Toroidal Neel Effect Sensor

Let us consider a Neel effect current sensor implementing two coaxial toroidal SPM transducers, each of them featuring a winding, these windings being connected in series and wound in opposite direction with respect to each other (Fig. 1). The

so obtained single coil is used both for the excitation of the transducer and the sensing. The excitation current is provided thanks to sinusoidal voltages of same amplitude but in phase opposition applied at both ends of the coil, respectively (Fig. 1). The output signal is measured at the middle point of the coil. The primary conductor fed by the current I_m to measure is assumed be encircled by the sensor. According to (2) and assuming that the magnetic flux density is homogeneous on the surface of the windings, the EMF sensed by a torus reads

$$e_i(t) \cong -NS \mu_0 \mu_r(H_m) \omega_{ex} h_{ex} \cos(\omega_{ex} t) - NS \mu_0 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m} \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2 \sin(2\omega_{ex} t) \quad (3)$$

where $i \in \{1, 2\}$ denotes the considered torus, H_m is the amplitude of the magnetic field created by the current to measure I_m , N is the number of turns on each torus.

The total EMF sensed at the middle point of the windings connected in series is

$$e(t) = \frac{1}{2} (e_1(t) - e_2(t)) \quad (4)$$

$e_1(t)$ and $e_2(t)$ both feature a component at ω_{ex} and a component at $2\omega_{ex}$. Since $\mu_r(H)$ is an even and $\partial \mu_r/\partial H$ an odd function [7], given the sensed magnetic field components directions (Fig. 1), the components of $e_1(t)$ and $-e_2(t)$ at ω_{ex} cancel each other out. Thus the sensed signal is

$$e(t) = -2NS \mu_0 \left. \frac{\partial \mu_r}{\partial H} \right|_{H_m} \frac{\omega_{ex}}{2} h_{ex}^2 \sin(2\omega_{ex} t). \quad (5)$$

The proposed sensor configuration enables the cancellation of the first harmonic component, which makes the detection of the second harmonic component easier. Indeed, for Neel effect current sensors featuring a structure such that the first harmonic is not removed, the amplitude of the latter component is usually several orders higher than that of the second harmonic.

III. CHARACTERIZATION OF A DEVICE

A small size ring shaped Neel Effect sensor prototype implementing two SPM cores made up of a plastic matrix loaded with maghemite nanoparticles has been built by Neology. The inner and outer radii of the device are 15 and 30 mm, respectively. Each core is homogeneously wound with 1400 turns of a copper wire of diameter 0.2 mm. The inductance of one coil is 3024 mH. According to the configuration described above, the coils are wound in opposite direction with respect to each other and connected in series. The latter device was characterized both for dc current and ac current measurement thanks to the experimental setup depicted in Fig. 2. The primary conductor crossed by the I_m current to measure did consist in 20 turns of a copper wire of diameter 1 mm passing through the ring sensor. In this way, assuming the maximum current inside the wire to be in the order of 10 A, the characterization of the sensor could be performed up to approximately 200 A. For the measurement of dc currents a 0–6 V/0–35 A dc power supply (Agilent 6574A) was connected to the primary conductor. The in phase and the out of phase excitation signals were provided by synchronized voltage generators connected at each end of the

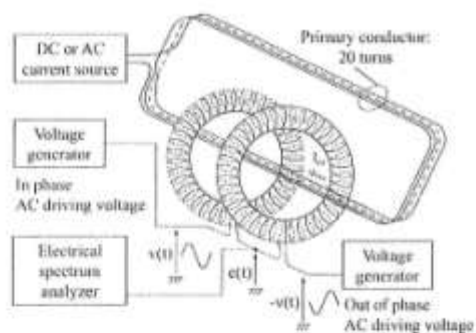


Fig. 2. Experimental setup for the characterization of a Neel Effect current sensor featuring a double core topology.

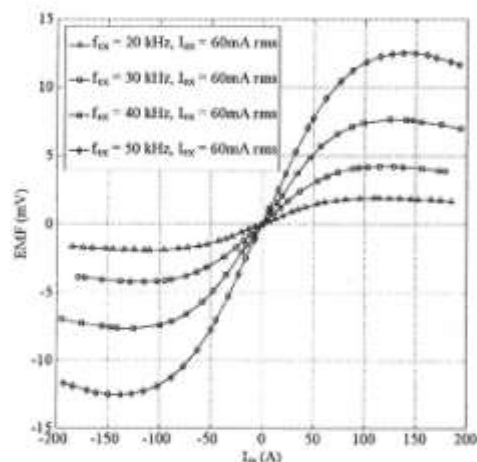


Fig. 3. Amplitude of the second harmonic component of the EMF measured at the sensor output as a function of the dc current to measure and for an excitation current of 60 mA rms and for different excitation frequencies.

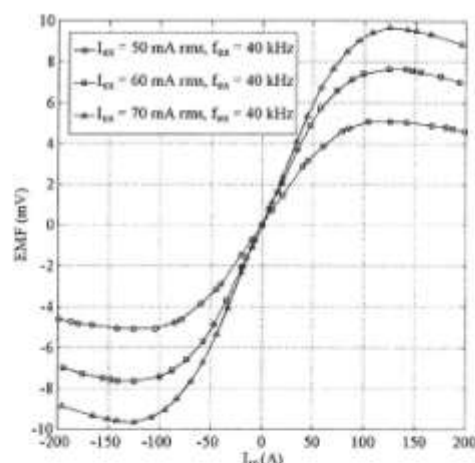


Fig. 4. Amplitude of the second harmonic component of the EMF measured at the sensor output as a function of the dc current to measure and for several amplitudes of the excitation current oscillating at 40 kHz.

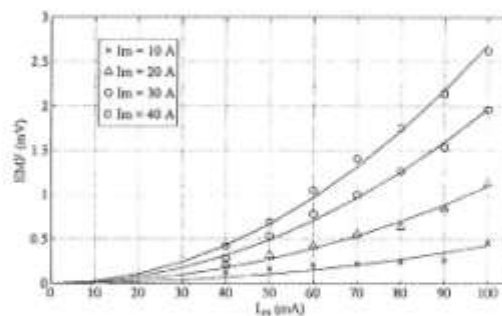


Fig. 5. Measured EMF second order harmonic plotted versus the amplitude of the I_{ex} excitation current, for $f_{ex} = 20$ kHz, for different dc I_{dc} currents. The dashed lines are parabola extrapolated from the data.

winding of the current sensor. The output EMF was measured at the middle of the winding by means of an electrical spectrum analyzer (Stanford research systems SR760FFT) featuring a 1MΩ input impedance. With regards to the measurement of ac currents, the dc power supply was replaced by a dc-ac converter capable of providing an ac current up to a 7 A amplitude.

The measurement of a dc current was carried out over the [-190 A, 190 A] range and different excitation conditions were tested. Fig. 3 provides with the second harmonic component of the sensor output signal measured for an excitation current of fixed amplitude $I_{ex} = 60$ mA rms and for different excitation frequencies f_{ex} . Fig. 4 provides with the measures obtained at $f_{ex} = 40$ kHz and for different excitation amplitudes. Firstly, it can be observed from the measurements that the amplitude of the output signal is in the order of a few millivolts, which is consistent with theoretical and experimental results previously obtained [8]. Secondly, as the sensor is inductive the amplitude of the output signal increases as f_{ex} increases (Fig. 3). Moreover, as I_{ex} increases the sensitivity of the sensor also increases and, as shown in Fig. 5, within the I_{dc} range where the sensor response can be considered as relatively linear, this increase is

proportional to the square of I_{ex} , which is consistent with (5) assuming that h_{ex} is proportional to I_{ex} . As far as the first harmonic of the sensor output signal is concerned, the measured amplitudes were in the order of a few millivolts and variations lower than 10% over the whole considered I_{dc} measurement range were observed. This residual first harmonic component shall be attributed to imperfection of the symmetry of the windings of the two cores.

With regards to the measurement of an ac current, it was carried out over the [-130 A, 130 A] range for a current to measure of frequency 400 Hz. Different excitation conditions were tested. Fig. 6 shows the second harmonic component of the sensor output signal measured for an excitation current of fixed amplitude $I_{ex} = 60$ mA rms and for different excitation frequencies f_{ex} . These results are consistent with those obtained for dc measured currents. It is to be noted that there exists a factor 2 between the results of Fig. 6 and Fig. 3. This factor originates from the fact that when measuring an ac current the measured spectrum is double side band. The values reported in Fig. 6 correspond to the amplitude of one sideband. For both dc and ac operation of the tested device in open loop configuration

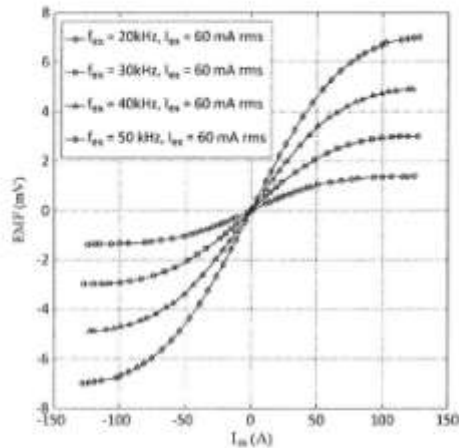


Fig. 6. Amplitude of the second harmonic component of the EMF measured at the sensor output as a function of the ac current to measure and for an excitation current of 60 mA rms and for different excitation frequencies.

the measurement range is $[-110 \text{ A}, 110 \text{ A}]$, which corresponds to the range where the second harmonic is monotonous. For an excitation current of amplitude 60 mA rms at $f_{ex} = 50 \text{ kHz}$, the accuracy (defined as the standard deviation of the measures) was lower than 0.5% for $|I_m| \in [10 \text{ A}, 110 \text{ A}]$ and lower than 2.5% for $|I_m| \in [1 \text{ A}, 10 \text{ A}]$.

IV. CONCLUSION

A configuration has been proposed for enabling the cancellation of the first harmonic component at the output of a Neel effect current sensor. A prototype device has been characterized in open loop operation. The measurement of an ac current has been reported for the first time. Further works should be focused on closed loop operation of the sensor with a view to optimize the performances in particular in terms of linearity of the response and in terms of dynamic range.

REFERENCES

- [1] P. Ripka, "Electric current sensors: A review," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 21, p. 112001, 2010, (23pp).
- [2] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H. C. Lu, and L. J. Borle, "Current sensing techniques: A review," *IEEE Sensors J.*, vol. 9, no. 4, pp. 354–376, Apr. 2009.
- [3] A. Edelstein, "Advances in magnetometry," *J. Phys.: Condens. Matter.*, vol. 16, no. 6, p. 165217, 2007, (28pp).
- [4] K. Swanson, G. Sinapius, and W. Hoornet, *Measuring Current, Voltage and Power*. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier, 1999.
- [5] L. Lenglet, "Current and magnetic field sensors, control method and magnetic core for said sensors," Bilancio Patent WO2007042646 (A1), 2007.
- [6] L. Néel, *Ann. Grophys. (C.N.S.R.)* vol. 5, p. 99, 1949.
- [7] E. Voure'h, P.-Y. Joubert, and L. Cima, "Analytical and numerical analyses of a current sensor using non linear effects in a flexible magnetic transducer," *Progress Electromagn. Res. J.*, pp. 323–338, 2009, PIER 99.
- [8] E. Voure'h, P. Y. Joubert, G. Cinquin, Y. Maniouloux, and L. Cima, "Novel magnetic field and current sensors based on superparamagnetic transducers," *Sensor Lett.*, vol. 7, no. 3, pp. 293–298, Jun. 2009, (6).

Chapitre 3

Systèmes multi-capteurs et d'imagerie à courants de Foucault

3.1 Contexte

Ma reconversion vers le domaine des systèmes multi-capteurs et d'imagerie électromagnétiques, en 2006, a coïncidé avec la naissance de l'équipe Traitement de l'Information et Multi-capteurs (TIM) du laboratoire SATIE qui a vu le rapprochement d'activités liées aux capteurs, à l'électronique et à l'instrumentation, au traitement du signal et à l'automatique. A cette équipe a succédé en 2012 le pôle SIAME (Systèmes d'Information et d'Analyse Multi-Echelles), lequel a réuni des activités relatives aux biocapteurs et bio-systèmes à celles précédemment citées. Ces rapprochements avaient vocation à ce que soient toujours mieux pris en compte les systèmes d'application de ces différentes disciplines et les interactions de ces dernières en leur sein.

Outre les capteurs magnétiques pour la mesure de courant traités au chapitre 2, mes propres recherches dans cette équipe ont pour sujet les systèmes de contrôle non destructif (CND) par courants de Foucault (CF). Ceux-ci interviennent dans le contrôle de la qualité des produits et dans la gestion des risques qui leurs sont associés. Ils ont pour rôle d'examiner l'état de ces produits sans le détériorer ; afin de s'assurer que l'on puisse continuer à s'en servir en toute sécurité et ce, de plus en plus dans une perspective d'extension de leur durée de vie. Les systèmes de CND sont naturellement très prisés des secteurs industriels pour lesquels la sécurité de fonctionnement est primordiale (nucléaire, aéronautique...). Si parmi les multiples méthodes de CND¹⁵ (ressuage, ultrasons, rayons X...) celles à CF occupent une place essentielle, c'est notamment en raison de leur aptitude à déceler les fissures ou la corrosion de panneaux et d'assemblages métalliques, tout en restant généralement faciles à mettre en œuvre et non polluantes.

¹⁵ Notons la distinction sémantique que l'on fait entre l'évaluation non destructive (END) qui vise à un diagnostic quantitatif, c'est-à-dire à estimer quantitativement certains paramètres de l'objet inspecté ; et le CND, qui, compris au sens strict, vise à un diagnostic qualitatif, c'est-à-dire à déterminer si telle cible présente ou non telle caractéristique, mais sans aller jusqu'à la quantifier. Néanmoins, pris dans son acception la plus large le CND englobe l'END, et c'est dans cette acception que généralement nous l'emploierons.

L'enjeu industriel que représente le CND est l'un des éléments qui motive les recherches dans ce domaine, et c'est pourquoi les études que le SATIE mène sur les systèmes de CND par CF s'inscrivent généralement dans le cadre de collaborations industrielles. Ainsi, en particulier des travaux réalisés au cours des deux thèses récemment soutenues [TH-1] et [TH-2] dont les problématiques intéressaient Dassault Aviation et SNECMA.

3.2 Approche générale appliquée aux problèmes d'évaluation non destructive par courants de Foucault

La nécessité de caractériser toujours plus finement les structures et d'évaluer toujours plus précisément la position et les dimensions des défauts qu'elles peuvent présenter (fissures de fatigue, entailles...), et non plus seulement de détecter leur présence et ce, dans des cas de figures toujours plus difficiles (dans des pièces ou assemblages de forte épaisseur ou de forme complexe) explique que la technique pourtant éprouvée des CF suscite toujours de nombreux travaux de recherche. Ces derniers portent sur des systèmes qui relèvent non seulement du domaine des capteurs mais également de ceux de l'instrumentation et du traitement du signal, sans oublier celui de la modélisation des interactions électromagnétiques existant entre les pièces à contrôler et le système effectuant le contrôle.

Ceci explique la ligne directrice de mes travaux, laquelle est une **approche système** consistant à **aborder de manière coordonnée** la **conception du capteur** (voire souvent du multi-capteur ou autre procédé de mesure) et de son **instrumentation**, la **modélisation électromagnétique** de ses interactions avec le milieu environnant **et le traitement du signal**.

Cette approche *système* vise à répondre au triple besoin :

- d'adapter la topologie du multi-capteur et son instrumentation à l'objet à contrôler de façon à optimiser les caractéristiques des mesures (sensibilité, rapport signal sur bruit, résolution...);
- de choisir cette topologie de façon à ce qu'un modèle électromagnétique favorisant la résolution du problème inverse (qui consiste à remonter aux caractéristiques que l'on veut déterminer en partant des signaux mesurés) puisse être conçu ;
- de concevoir un traitement du signal afin de résoudre le problème inverse.

Ce principe, qui est la marque désormais bien établie de la plupart des études menées au laboratoire SATIE dans le domaine du CND par CF, et auquel j'adhérerai d'autant plus volontiers qu'il se situait dans la lignée de celui qui avait présidé à mes précédents travaux sur les systèmes optiques-hyperfréquences, doit beaucoup, il faut le souligner, à notre collègue Pierre-Yves Joubert (responsable de l'équipe TIM du SATIE jusqu'en 2011, date à laquelle, promu Professeur des universités, il a rejoint l'IEF). Son compagnonnage de même que celui de Pascal Larzabal (particulièrement pour ce qui relève du traitement du signal), je dois également à la vérité de le souligner, ont été de beaucoup de poids dans l'accomplissement des travaux relatés ici, de même que l'a été la collaboration de Dominique Placko, spécialement sur les questions de modélisation.

Dans ces activités ayant trait au CND par CF on peut distinguer celles concernant le **CND où l'END d'assemblages multicouches** et celles concernant **l'END de pièces de géométrie complexe**.

Toutefois à un exposé organisé selon ces catégories nous préférons une présentation organisée selon le type des systèmes CF mis en œuvre. Ainsi seront distingués, d'une part les problèmes d'END dont le traitement a fait appel à des capteurs et à des sondes ponctuels, et d'autre part les systèmes d'imagerie. Ce parti-pris n'a cependant pas pour but de privilégier les systèmes instrumentaux par rapport à l'analyse et à la modélisation de leurs interactions avec les cibles examinées, ni par rapport au traitement du signal et à la résolution du problème inverse. Il permettra simplement d'éclairer les raisons pour lesquelles, face à un problème d'END donné, tel ou tel type de système instrumental se trouve être plus approprié qu'un autre. Mais l'angle selon lequel chacun des travaux ainsi ordonnés sera exposé, sera celui de l'approche *système* alliant les différents aspects des problèmes, qui au cas par cas a été mise en œuvre. Un point d'importance que nous nous attacherons également à mettre en lumière est celui des différents moyens qui peuvent être utilisés afin d'enrichir les données expérimentales (mesures multi-fréquences, imagerie, CF en régime impulsionnel) dans le but d'accroître la précision de l'END.

Mais avant que d'en venir à l'exposé des travaux, nous nous proposons, compte-tenu du plan adopté, d'établir brièvement quelques distinctions entre systèmes instrumentaux CF. Cette parenthèse permettra également de rappeler les principales contraintes pratiques auxquelles les méthodes de CND par CF sont soumises.

3.3 Mise en contexte des travaux

Considérations sur les systèmes CF

3.3.1 Les technologies de capteurs

Un dispositif de CND par CF comporte forcément un inducteur, consistant souvent, mais pas nécessairement, en une simple bobine. Il a pour rôle d'induire des CF dans la cible inspectée. Le dispositif CND comporte également un récepteur servant à mesurer le champ magnétique au voisinage de la cible. C'est à partir de cette mesure qu'est établi le diagnostic ou l'estimation des paramètres de la cible. La nature du récepteur peut être diverse. Il peut s'agir d'un capteur inductif ou d'un autre type de capteur sensible à un champ magnétique variable, les GMR et les GMI étant a priori parmi les candidats les mieux placés pour le CND par CF.

Les **capteurs inductifs** sont largement utilisés en raison de leur robustesse et de leur simplicité, non seulement de réalisation, mais aussi de mise en œuvre. En effet, ils consistent en de simples bobinages pouvant prendre différentes formes et être réalisés selon différentes technologies (fils bobinés, micro-moulages, circuits imprimés... (figure 3.3)).

Les bobines offrent également l'avantage de pouvoir être exploitées tant en émission (système inducteur) qu'en réception ou qu'en émission/réception. Ce sont donc des éléments privilégiés pour réaliser 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 d'une (figure 3. 1) ou d'un ensemble de bobines.

Les capteurs inductifs présentent toutefois certains inconvénients. En premier lieu, leur sensibilité est directement liée à leur impédance, laquelle dépend de leur nombre de spires et donc de leur taille [Bry 55]. Les capteurs de petites dimensions ont ainsi une meilleure résolution spatiale mais une sensibilité limitée. Par ailleurs celle-ci est directement

proportionnelle à la fréquence des CF. Or, si la sensibilité des capteurs augmente avec la fréquence, la profondeur de pénétration diminue (effet de peau¹⁶). La recherche de défauts enfouis dans les structures est donc restreinte avec ce type de capteur. Pour pallier ces inconvénients, des éléments sensibles qui ne soient pas des bobines peuvent être utilisés comme systèmes récepteurs, tout en étant associés à des bobines émettrices.

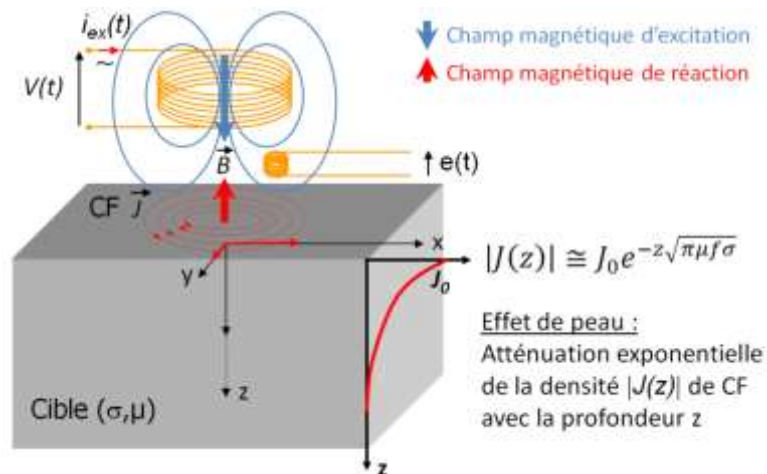


Figure 3.1 - Principe d'un système de CND par CF illustré dans le cas d'un capteur inductif à fonctions d'émission et de réception séparées.

Ainsi des **magnétorésistances géantes** (GMR (§ 2. 3.5)). Elles sont en effet sensibles aux faibles champs magnétiques quelle que soit leur fréquence d'utilisation, et d'autre part leur faible encombrement (typiquement de 1 μm à 100 μm) leur confère une très bonne résolution spatiale. Parmi les différents travaux concernant les GMR et leurs applications au CND, on peut citer un magnétomètre à tête rotative développé au GREYC ayant été utilisé pour l'inspection de joints rivetés aéronautiques [Dol 07]. Des fissures de 7 mm de long accolées à des rivets, et enfouies à 6-9 mm de profondeur ont ainsi été détectées avec un rapport signal à bruit supérieur à 14 dB. On peut également citer des travaux menés au CEA/LIST concernant l'inspection de structures de centrales nucléaires [Vac 06] ayant porté sur la détection de défauts de surface de très petites dimensions (jusqu'à 100×100×100 μm^3).

Les **magnéto-impédances géantes** (GMI) (capteurs dont l'impédance varie avec le champ magnétique grâce à la mise en jeu d'un phénomène lié à l'effet de peau dans un matériau conducteur [And 55]) en raison de leur sensibilité élevée (supérieure à celle des GMR) et de leur très faible bruit [Men 06] (qui confère une bonne résolution à la mesure de champ) sont également de bons candidats pour la caractérisation de petits défauts enfouis qui, face à une sollicitation CF, ne génèrent à la surface de la cible inspectée qu'une signature magnétique de très faible ampleur.

Il est cependant à noter que l'encombrement des GMI (de 1 mm à 5 mm), leur confère une plus faible résolution spatiale que les GMR.

¹⁶ Dans le cas d'une onde plane TEM se propageant dans un conducteur plan semi infini, de conductivité électrique σ et de perméabilité magnétique μ , la densité de CF J s'atténue exponentiellement en fonction de la profondeur z du conducteur et de la racine carrée de la fréquence f selon la loi : $|J(z)| = J_0 e^{-z\sqrt{\pi\mu f\sigma}}$.

La faisabilité de systèmes exploitant des GMI pour des applications de CND a été démontrée, notamment pour la détection de défauts dans des structures de centrales nucléaires [Vac 07].

Il existe de nombreuses **autres technologies d'éléments sensibles** que l'on pourrait envisager d'exploiter en CND par CF, comme les capteurs à effet Hall, les fluxgates [Rip 92] ou les SQUIDS [Gar 02].

Les fluxgates (§ 2.3.6) sont, à l'instar des GMI, des éléments fortement sensibles au champ magnétique, mais ils sont généralement volumineux, ce qui leur confère une faible résolution spatiale. Si des fluxgates de petites dimensions existent, ils sont par contre moins sensibles.

Les capteurs à effet Hall (§ 2.3.4) pâtissent quant à eux d'un bruit magnétique sensiblement plus important que les GMI (supérieur d'un facteur de l'ordre de 500) ou que les GMR (supérieur d'un facteur 10 à 100), ce qui les rend moins intéressants pour le CND que ces technologies [Vac 07].

Enfin, les SQUIDS ont une très grande résolution de mesure mais ils nécessitent une instrumentation complexe. Ils ont toutefois donné lieu à des solutions pour des applications de CND par CF dans le domaine de l'aéronautique [Gar 02, Ada 09].

3.3.2 Capteurs et sondes ponctuels

L'on entend ici par **capteurs** et par **sondes ponctuels** les **dispositifs destinés à effectuer une mesure sur une zone spatialement limitée, quelle que soit leur architecture**. Ainsi les capteurs ponctuels engloberont pour nous, aussi bien les dispositifs réalisant l'émission et la réception des signaux au moyen du même composant inductif, que ceux à émission et réception séparées, et dans ces derniers nous englobons ceux dont l'une ou l'autre de ces fonctions est éventuellement assurée par un multi-capteur (capteur comportant plusieurs éléments).

Ainsi définis, les capteurs ponctuels couvrent une panoplie relativement large. Quant à la manière de les mettre en œuvre, elle est multiple. Par exemple **le fait qu'un capteur soit ponctuel n'interdit pas pour autant d'effectuer des mesures sur une zone étendue**. Il est en effet courant de les déplacer en une opération dite de scan. Lorsque celui-ci est effectué selon 1 dimension on parle de B-scan, et lorsqu'il est fait selon 2 dimensions on parle de C-scan ; quant au A-scan, il désigne traditionnellement l'opération où le capteur est fixe.

Les capteurs ponctuels, dans leurs configurations les plus simples, se limitent à une bobine utilisée à la fois comme émetteur et récepteur, ou bien à une bobine émettrice plus une bobine réceptrice. Ils constituent dans ce cas des dispositifs robustes, peu coûteux et relativement sensibles, c'est pourquoi ils sont très répandus dans l'industrie. A quoi on peut ajouter la bonne résolution spatiale (des bobines de rayons de l'ordre du mm pouvant au besoin être réalisées). Ils peuvent se présenter sous la forme d'un capteur crayon que l'opérateur manipule dans la zone à inspecter, telle que par exemple celle d'un rivet ou d'une soudure (figure 3.2).



Figure 3.2 - Exemple de capteur crayon utilisé pour l'inspection d'une soudure.

L'analyse des mesures pratiquées avec un capteur ponctuel se fait généralement au moment de l'inspection à l'aide de modèles comportementaux préétablis et le diagnostic fait généralement appel à l'expertise de l'opérateur.

Dans les cas où il s'agit d'inspecter de manière exhaustive des surfaces importantes, l'utilisation des capteurs et sondes ponctuels nécessite de nombreux déplacements (B-scans ou C-scans) et acquisitions données, ce qui peut conduire à un temps, et par conséquent à un coût d'inspection considérables. Il faut savoir, pour ne citer que cette application, qu'un avion de ligne peut comporter plusieurs millions de rivets qu'il est nécessaire de contrôler régulièrement.

Un moyen de rendre l'inspection plus rapide peut passer par l'emploi d'un dispositif offrant des degrés de liberté quant à la stratégie d'émission/réception employée. Associé à un traitement du signal approprié, un tel dispositif peut également rendre le diagnostic plus précis que celui que permettrait un capteur plus rudimentaire. Ainsi d'un dispositif constitué d'un émetteur et d'un multi-capteur de réception qui sera présenté § 3.4.1.2.

3.3.3 Systèmes d'imagerie

3.3.3.1 Systèmes d'imagerie multi-capteurs

Un multi-capteur consiste en un assemblage matriciel de capteurs. Il peut être utilisé afin d'augmenter les cadences d'inspection tout en conservant la résolution spatiale du mono-capteur. Il peut également servir à produire des signaux plus riches en information (acquisitions multi-vues, multifréquences...).

Les bobines, qu'il s'agisse d'éléments constitués de fils bobinés, de micro-moulages ou de circuits imprimés (figure 3.3.a), permettent de concevoir des agencements et des combinaisons émission-réception diverses susceptibles d'améliorer les caractéristiques de détection. On peut ainsi citer, par exemple, une sonde à excitation tournante destinée au contrôle de tubes de générateurs de vapeur dans les centrales nucléaires [Sco 97] et plus récemment les travaux du LGEP et du SATIE sur des multicapteurs à micro-bobines [Ram 08] (figure 3.3.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 [SL 04].

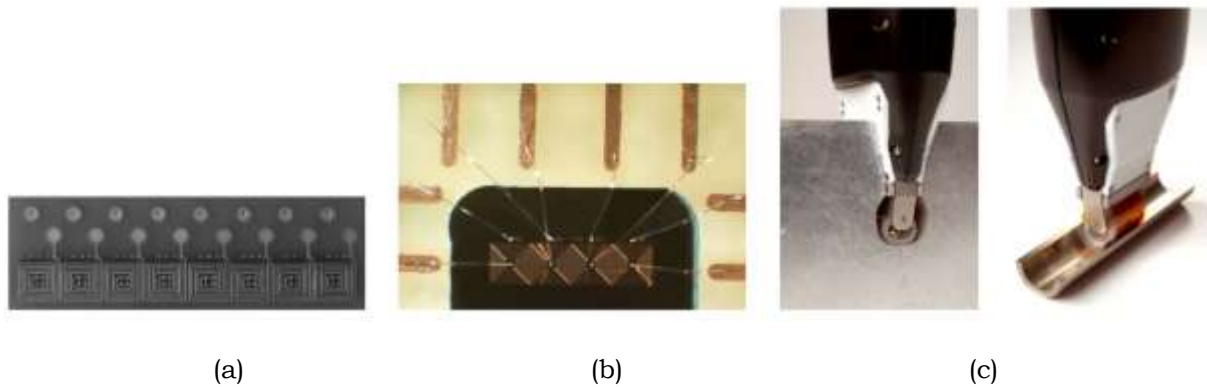


Figure 3.3 - Exemples de multi-capteurs inductifs. (a) Barrette de minibobines (SATIE) [Rav 08]. (b) Barrette de microbobines (IEF-LGEP-SATIE) [RA 08]. (c) Sonde à support souple (CEA/LIST).

Il est à noter que les capteurs inductifs peuvent être réalisés sur support souple [Woy 05] (figure 3. 3.c), ce qui peut s'avérer très utile pour le CND de pièces de géométrie complexe telles que les éléments de moteurs d'avion (aubes, disques de turbines) [Dec 06, Gil 06, Mar 10].

Enfin, les progrès réalisés ces dernières années en matière d'intégration de capteurs et de leur instrumentation associée permettent d'envisager des multicapteurs mettant en œuvre des éléments offrant une grande sensibilité au champ magnétique tels que par exemple les GMR [Vac 06] et les SQUIDS [Gar 02].

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 multi-capteurs. Cette contrainte augmente la complexité de réalisation et d'exploitation des systèmes multi-capteurs et elle pose le problème de leur robustesse face aux conditions réelles d'utilisation (phénomène de diaphonie, équilibrage, etc...).

En ce qui concerne l'instrumentation, ces systèmes multi-capteurs nécessitent également le développement de générateurs CF multivoies spécifiques, tels que ceux développés par M2M. Pour ces raisons, dispositifs multi-capteurs développés se limitent généralement à des 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.

3.3.3.2 Systèmes d'imagerie magnéto-optique

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 avoir pour cela à discrétiser la mesure par le biais d'un ensemble d'éléments sensibles contigus. L'intérêt de cette approche instrumentale est qu'elle laisse 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.

Des matériaux magnéto-optiques réalisés sous forme de films (grenats), [Gre 08], permettent de produire une image d'une distribution 2D de champ magnétique. Leur principe repose sur l'effet Faraday, qui se manifeste par une rotation du plan de polarisation de la lumière linéairement polarisée en fonction de l'aimantation locale du matériau, et donc du champ magnétique auquel il est localement soumis. Il faut donc pour réaliser une image de la distribution de champ magnétique à la surface de la cible sur laquelle est posé le film magnéto-optique, le soumettre à un faisceau de lumière polarisée. Grâce à un analyseur (élément optique ne laissant passer la lumière linéairement polarisée que suivant une certaine direction) il est possible de convertir les variations de polarisation en variations d'intensité optique, et par suite d'obtenir (via par exemple une caméra) une image de la distribution de champ magnétique. Nous n'entrerons pas plus dans les détails des dispositifs d'imagerie magnéto-optiques, sinon pour préciser qu'il en existe qui fonctionnent en mode interrupteur et d'autres en mode modulateur [Sco 76]. Ces derniers, qui permettent une mesure quantitative de champ magnétique, seront ceux dont il sera question dans les travaux ayant trait à l'imagerie présentés à la fin de ce chapitre. Ils mettent en œuvre des films MO dont la taille atteint plusieurs cm² et dont la taille des domaines magnétiques est d'environ 15 μm, cette dernière constituant la résolution spatiale limite que l'on peut théoriquement attendre du dispositif d'imagerie (en réalité celle-ci se trouve limitée par d'autres éléments du dispositif, et en particulier par les caractéristiques de la caméra). Citons pour finir les travaux académiques de référence portant sur différents dispositifs d'imagerie MO appliqués au CND par CF (ils concernent généralement le CND de joints rivetés aéronautiques) [Nov 02, Nov 04, Dec 03, Jou 06, Nov 07, LeD 08].

3.4 Présentation des travaux

3.4.1 Capteurs et sondes ponctuels

Les deux premiers problèmes dont il va maintenant être question, relèvent du CND ou de l'END d'assemblages multicouches à partir de données expérimentales. Il s'agit d'un type de problème pour lesquels les solutions CND CF sont réputées pertinentes, notamment en raison de la bonne sensibilité des capteurs et de leur caractère non invasif [Che 71] [Hua 04] [Ber 12].

3.4.1.1 Mono-capteur pour l'évaluation de jeux dans des assemblages multicouches

Au cours de la thèse de Cung Thanh Long [TH-1] et du stage de M2R de Guillaume le Gac [M2-3], réalisés dans le cadre d'une collaboration avec la société Dassault Aviation, nous nous sommes penchés sur la question de **l'évaluation de jeu dans des assemblages multicouches** en aluminium. Ce problème se pose en particulier en aéronautique sur l'assemblage du revêtement des d'ailes des avions sur leurs châssis, pour lesquels il est nécessaire de s'assurer que le jeu éventuel entre ces éléments reste dans certaines tolérances. **La difficulté de ce problème tient à la précision de mesure qui est requise (pouvant être de l'ordre de 100 μm)**, mais également au fait que l'épaisseur du revêtement ou que celle de la couche métallique inférieure ne soient pas nécessairement connues a priori, et qu'il faille le cas échéant les évaluer. Une autre difficulté peut tenir à l'épaisseur du revêtement, étant donné que la pénétration en profondeur des CF est en butte à l'effet de peau [Udp 04]. Néanmoins les méthodes CF constituent une solution adaptée à ce type de problème, qui nécessite l'usage d'un capteur placé à l'extérieur de la structure à contrôler (un démontage de cette dernière n'étant pas, et pour cause, envisageable), et pour lequel les ultrasons ne constituent pas une alternative (en raison de la très faible impédance acoustique de la couche d'air (correspondant au jeu entre couches métalliques) cette technique ne permettrait d'estimer que l'épaisseur de la couche métallique supérieure) [Kra 90].

- **Choix du capteur**

Dans notre traitement de ce problème, le choix du capteur : une bobine en pot magnétique exerçant les fonctions d'émission et de réception (figure 3.4), fut principalement dicté par des considérations géométriques (notamment l'hypothèse d'une structure présentant des couches d'épaisseurs uniformes) et de sensibilité.

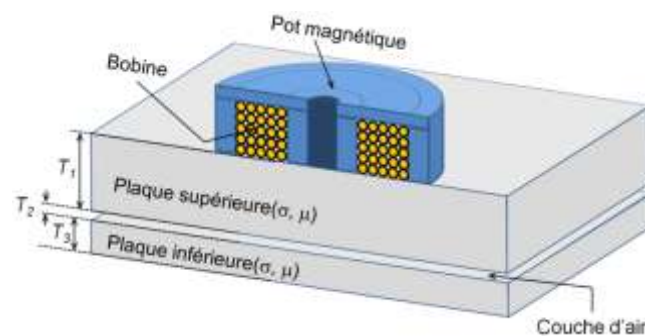


Figure 3.4 - Vue en coupe du capteur ponctuel en pot magnétique.

- **Analyse des interactions capteur/cible**

Une fois ce choix établi, les interactions électromagnétiques entre capteur et cible furent analysées à partir de données expérimentales, ainsi que de données simulées (par méthode éléments finis). Ceci a permis d'identifier une grandeur accessible à la mesure (en l'occurrence une distance d'impédance normalisée $|\Delta z|$) qui soit sensible aux paramètres à estimer (épaisseurs T_1 et T_2 des différentes couches), et d'autre part de conclure qu'il serait pertinent de faire reposer la méthode d'estimation sur l'exploitation de données

multifréquence [RI-1, RI-6] (figure 3.5). Ceci est naturellement lié à l'effet de peau qui veut que la profondeur de pénétration des CF dans la cible diminue à mesure que la fréquence augmente. Plusieurs méthodes d'estimation furent ensuite explorées.

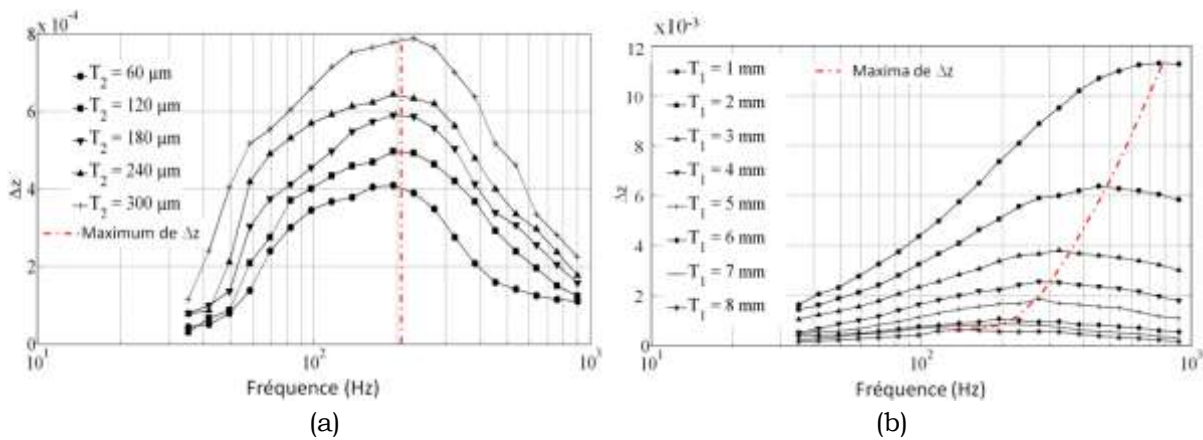


Figure 3.5 - (a) Illustration des variations de $|\Delta z|$ expérimentales en Ω , en fonction de la fréquence des CF, pour différentes épaisseurs T_2 dans un assemblage en aluminium aéronautique pour lequel $T_1 = 8$ mm et pour lequel T_3 est fixé à 2 mm. (b) Variations de $|\Delta z|$ en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs de T_1 , T_2 et T_3 étant respectivement fixées à 120 μm et 2 mm. [RI-1].

▪ **Estimation de paramètres par différentes méthodes : inversion de modèle comportemental direct, modèle comportemental inverse, réseaux de neurones**

L'END d'une structure multicouche à partir de données CF expérimentales comporte plusieurs difficultés. La première est de parvenir à disposer de données non bruitées ; la seconde est d'élaborer un modèle des interactions capteur/cible qui soit robuste et précis ; la troisième consiste à résoudre un problème inverse connu pour être mal posé [Pav 07, Yus 07]. Et ceci, compte tenu de l'effet de peau, est d'autant plus difficile lorsque l'on a affaire à des structures de forte épaisseur.

Pour estimer des paramètres à partir de mesures, une possibilité consiste à élaborer un **modèle direct**, i.e. **exprimant la grandeur considérée en fonction des paramètres** en question, et ensuite, partant de mesures, à inverser le modèle. Cependant, dans le cas des interactions entre un capteur CF et une cible métallique il est difficile, en raison du phénomène de diffusion et de l'effet de peau, et en dehors de configurations très spécifiques, d'établir à partir des lois de la physique un modèle analytique direct qui soit non seulement précis mais encore robuste aux aléas expérimentaux (mauvais positionnement du capteur, bruit...). Il existe un modèle analytique multicouche axisymétrique, toutefois, compte tenu des aléas expérimentaux il peut être intéressant, en vue de rendre l'inversion robuste, de bâtir pour ces problèmes un **modèle comportemental**, consistant par exemple en une expression polynomiale des variations de la grandeur mesurée en fonction des paramètres à estimer. Cependant, l'inversion robuste du modèle nécessite que le degré du polynôme soit faible, ce qui n'est pas nécessairement compatible avec les phénomènes (effet de peau, diffusion...) rencontrés en CF. Une autre alternative : celle consistant à établir un **modèle comportemental inverse**, est également possible. Enfin, une approche basée sur des **réseaux de neurones artificiels** (RNAs) peut également être envisagée, ceux-ci constituant

des approximateurs universels capables de modéliser des problèmes non linéaires de complexité arbitraire [Hor 89].

Pour traiter notre problème nous avons exploré l'ensemble des voies qui viennent d'être énumérées [CN-2, CI-2, CI-4, CI-8, RN-2, RI-1, RI-4, RI-6] et, conformément à notre approche *système*, **dans l'élaboration des méthodes d'estimation il a été tiré parti de l'analyse des interactions capteur/cible, laquelle nous a conduits à les faire reposer sur des données multifréquence** ; le choix des fréquences ayant d'ailleurs été optimisé en fonction des configurations d'assemblages à contrôler.

Dans l'ensemble **les différentes solutions se sont avérées relativement précises**, l'avantage revenant néanmoins **aux méthodes basées sur des RNA en raison de leur plus grande robustesse, notamment face aux cas de figures les plus difficiles** (ceux de structures épaisses ou/et dont plusieurs paramètres sont inconnus) [CI-2].

Les travaux sur l'évaluation de jeu dans les assemblages multicouches ont fait l'objet de la thèse de Than Long Cung [TH-1] mais aussi du stage de M2R de Guillaume le Gac [M2-3]. Le premier a étudié le traitement du problème dans une optique de comparaison de l'ensemble des méthodes qui viennent d'être décrites ; le second s'est concentré sur l'approche d'estimation à base de RNA qui semblait la plus précise et qu'il a mise à l'épreuve de données expérimentales dans des cas de figures particulièrement difficiles puisque présentant des épaisseurs de couche supérieure allant jusqu'à 8 mm (dans des alliages d'aluminium aéronautique). On peut juger de la précision des résultats d'estimation obtenus sur les graphiques présentés figure 3.6, et constater en particulier que la précision de l'estimation de la distance entre plaques est supérieure à 70 μm . Notons que ces résultats correspondent à l'estimation conjointe des épaisseurs T_1 et T_2 .

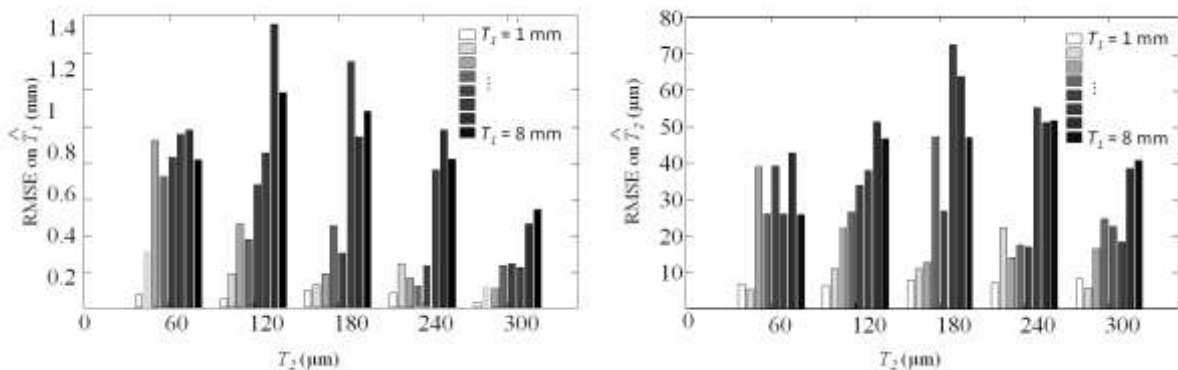


Figure 3.6 - Racine carrée de l'erreur quadratique moyenne sur l'estimation \hat{T}_1 de T_1 (a) et sur l'estimation \hat{T}_2 de T_2 (b), pour $T_1 \in [1 \text{ mm} - 8 \text{ mm}]$ et $T_2 \in [60 \mu\text{m} - 300\mu\text{m}]$, ces estimations étant faites à partir de données expérimentales au moyen d'une approche à RNA [RI-1].

Pour une relation détaillée des ces travaux concernant l'évaluation de jeux dans des assemblages multicouches, voir l'article [RI-1] annexé au présent chapitre.

3.4.1.2 Sonde multi-capteurs ponctuelle pour la détection de défauts enfouis dans des joints rivetés aéronautiques

Les joints rivetés utilisés pour assembler les tôles d'aluminium constituant la structure des avions nécessitent, sur les appareils vieillissants, d'être contrôlés. En effet, en raison des fortes contraintes thermiques et mécaniques auxquelles ils sont soumis, mais aussi en raison de la corrosion, leur structure est sujette à une fragilisation qui peut se traduire par l'apparition de fissures dans les joints rivetés, fissures qui sont susceptibles de se propager d'un rivet à l'autre et d'entraîner des arrachements de structure [Ram 06].

Si les techniques de CND par CF, qui sont faciles à mettre en œuvre, robustes et sensibles à ce type de défauts sont adaptées au traitement de ces problèmes, leur résolution n'en comporte pas moins certaines difficultés. Pour commencer, les défauts recherchés peuvent être enfouis et masqués par la tête des rivets et leur signature magnétique à la surface du joint riveté peut de ce fait s'avérer difficile à déceler. Et les avions comportant d'autre part des centaines de milliers de rivets, le temps que peut demander l'inspection constitue un point critique.

Dans le cadre d'un projet pôle de compétitivité System@tic, et des travaux réalisés par Alan Tassin sous la conduite de Pierre-Yves Joubert (ma contribution personnelle a porté sur la modélisation EF de la sonde qui fut proposée) une solution de CND par CF pour le contrôle rapide des joints rivetés aéronautiques a été proposée.

- **Concept du capteur**

Si les monocapteurs peuvent être adaptés face à des situations où la géométrie des cibles inspectées est uniforme, comme face au ci-devant problème d'estimation de jeu dans des structures multicouches, ils peuvent s'avérer moins pertinents face aux structures non uniformes telles que les joints rivetés. Quant à tenir compte de la non uniformité d'une cible et de sa réponse à une excitation CF en effectuant des mesures en mode scan (en l'occurrence un B-scan fait en déplaçant la sonde le long de l'axe d'alignement des rivets), c'est un choix qui peut se payer au prix d'un temps d'inspection considérable.

Cependant, il est un a priori dont il peut être tiré parti pour concevoir une sonde et rendre rapide l'inspection d'un joint riveté : un rivet sain présente une symétrie de révolution tandis qu'un rivet fissuré présente une rupture de cette symétrie. Partant de cet a priori nous avons conçu une sonde multi-capteurs à émission globale, assurée par une bobine circulaire en pot magnétique d'une surface couvrant celle des rivets ; et munie en réception d'un multi-capteur inductif plan à 4 éléments absolus et/ou différentiels sensible uniquement aux dissymétries de signatures magnétiques provoquées par la présence d'un défaut au pied du rivet (figure 3.7).

De cette façon lorsque la sonde est placée à l'aplomb d'un rivet sain le signal mesuré doit être nul, tandis qu'il doit être non nul en présence d'un défaut.

Cette architecture de sonde permet donc en principe de se limiter à une mesure ponctuelle par rivet.

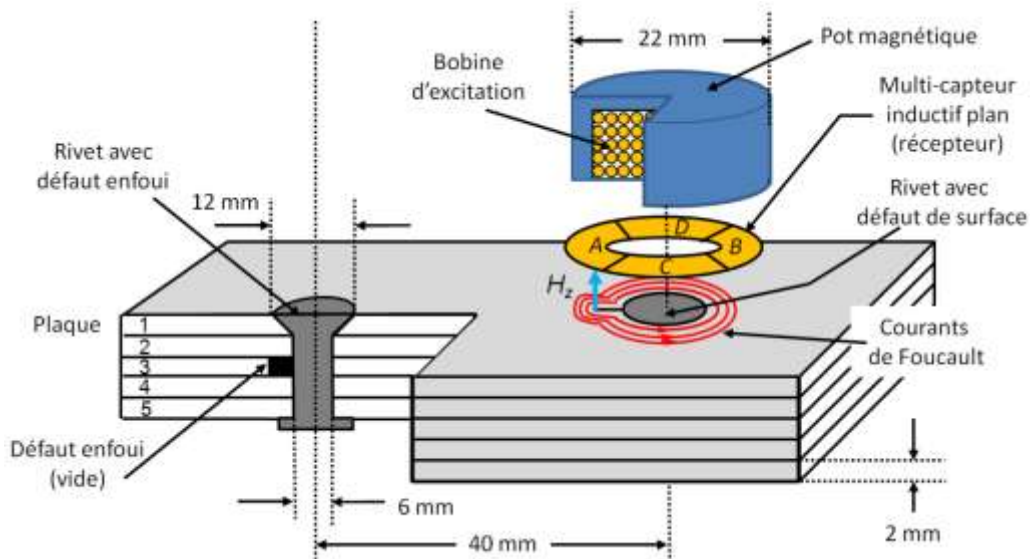


Figure 3.7 - Sonde multi-capteurs pour la détection rapide de défauts enfouis dans des joints rivetés aéronautiques.

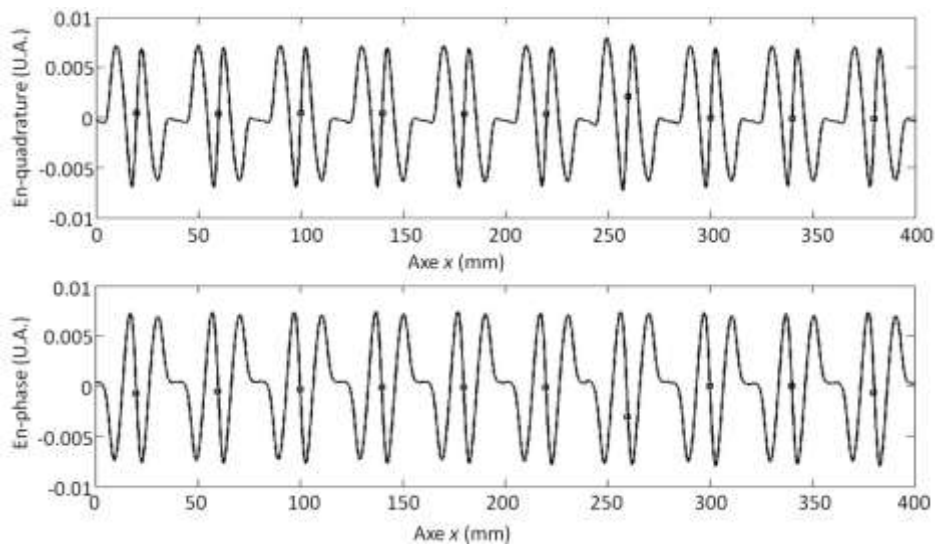


Figure 3.8 - Exemple de signaux CF obtenus pour 9 rivets sains et 1 rivet défectueux (entaille de 5 mm en plaque 2, l'épaisseur d'une plaque étant de 2 mm) situé à $X = 206$ mm [RI-6]. Signaux mesurés à 1200 Hz, la conductivité de l'alliage de la cible étant de $\sigma = 35$ MS/m, ce qui implique une épaisseur de peau δ d'environ 2.5 mm.

- **Modélisation des interactions capteur/cible**

Pour dimensionner la sonde de manière à obtenir de bonnes caractéristiques de sensibilité, nous sommes passés par une étape de **modélisation numérique par méthode EF 3D**. C'est sur ce point qu'a porté l'essentiel de ma contribution à cette étude. Cette modélisation nous a permis de simuler les interactions entre l'inducteur et une cible présentant un rivet

sain ou défectueux, et à partir de la distribution de champ magnétique dans l'entrefer laissé entre la bobine d'excitation et la cible, de simuler la *f.e.m.* en sortie des éléments du multi-capteur de réception. Différentes caractéristiques d'inducteur (nombre de spires) et de multi-capteur plan de réception (géométrie, nombre de spires et de couches) ont ainsi été simulées. Un dispositif conçu selon cette méthode et présentant des caractéristiques relativement satisfaisantes a été réalisé, et des mesures ont été effectuées sur des maquettes de laboratoire faites à l'image de joints rivetés aéronautiques.

- **Validations expérimentales**

Comme on peut le voir sur l'exemple présenté figure 3.8 [RI-6], ces mesures ont validé le principe de la sonde, et en premier lieu le fait que des relevés ponctuels faits à l'aplomb des rivets donnent bien un signal nul lorsque ceux-ci sont sains, et non nul lorsqu'ils sont défectueux.

- **Détection des fissures enfouies par méthodes de séparation de sources**

Si la nature des symétries ou dissymétries de la cible peut être exploitée lors de la conception de la sonde CF, elle peut l'être également en ce qui concerne le traitement du signal à appliquer aux mesures. Ainsi, la même idée consistant à tenir compte des différences entre la signature magnétique d'un rivet sain et celles de rivets fissurés a-t-elle également été mise à profit. Cette étape des travaux est essentiellement l'œuvre de Alan Tassin, Pierre-Yves Joubert et Yohan Le Diraison qui ont appliqué des méthodes de traitement du signal de type séparation de sources dont le rôle était de séparer la contribution des rivets et des fissures aux signaux mesurés [RI-6].

3.4.2 Systèmes d'imagerie

3.4.2.1 Sonde d'imagerie multi-éléments pour la caractérisation de défauts dans des attaches de voilures aéronautiques

Lorsque l'on cherche à évaluer les paramètres d'une pièce de géométrie complexe on a évidemment tout intérêt à concevoir le système CF de manière à disposer de signaux aussi riches que possible en information sur les paramètres recherchés. Il faut donc faire en sorte que l'émetteur interagisse avec la cible d'une manière qui crée à sa surface une réponse magnétique aussi significative que possible de ces paramètres, et concevoir d'autre part le récepteur de manière à être sensible sinon à l'intégralité de cette réponse, du moins à la plus large part possible de celle-ci. Et la réponse magnétique générée à la surface de la cible étant généralement diffuse, en réaliser une image est un moyen qui s'impose pour répondre à ce besoin. Les récepteurs multiéléments, éventuellement utilisées en mode scan, constituent un moyen d'accéder au champ magnétique selon 1, voire 2 dimensions de l'espace, et donc de réaliser de telles images [Jun 07, Moo 08, Mar 10, Yas 06].

La caractérisation de défauts dans des attaches de voilures aéronautiques, problème auquel nous nous sommes attelés dans le cadre d'une collaboration avec Dassault Aviation, et sujet qui a fait l'objet de la thèse de Vincent Thomas [TH-2], relève de l'évaluation des paramètres d'une structure de géométrie complexe.

Les attaches de voilures considérées présentent un alésage cylindrique à la surface duquel des défauts consistant en de fines entailles millimétriques en forme de demi-disques ou de quart de disques (lunules) sont susceptibles d'apparaître, sous l'effet des contraintes

mécaniques subies par l'avion. Ces pièces nécessitent donc un contrôle, et le cas échéant une réparation consistant en un usinage et en l'ajout d'une bague de renfort. Pour optimiser l'usinage, l'évaluation des défauts (plus précisément celle de leur profondeur) est nécessaire. Telles étaient les motivations applicatives des travaux effectués dans le cadre de la thèse de Vincent Thomas. La technique d'END proposée devait remplacer la solution qualitative existante, consistant en une sonde CF rotative.

- **Concept et dimensionnement de la sonde**

Pour ce problème, une sonde d'imagerie multiéléments a été conçue de manière à ce qu'en l'absence des défauts recherchés aucun signal de sortie ne soit généré, et qu'en présence d'un défaut un signal significatif soit obtenu. Ceci a conduit à proposer un inducteur global [Ham 09, Jou 02, Nov 04, Jou 06] consistant en un solénoïde coaxial à l'attache de voilure, et un récepteur inductif matriciel placé dans l'entrefer laissé entre l'alésage et l'inducteur (figure 3.9).

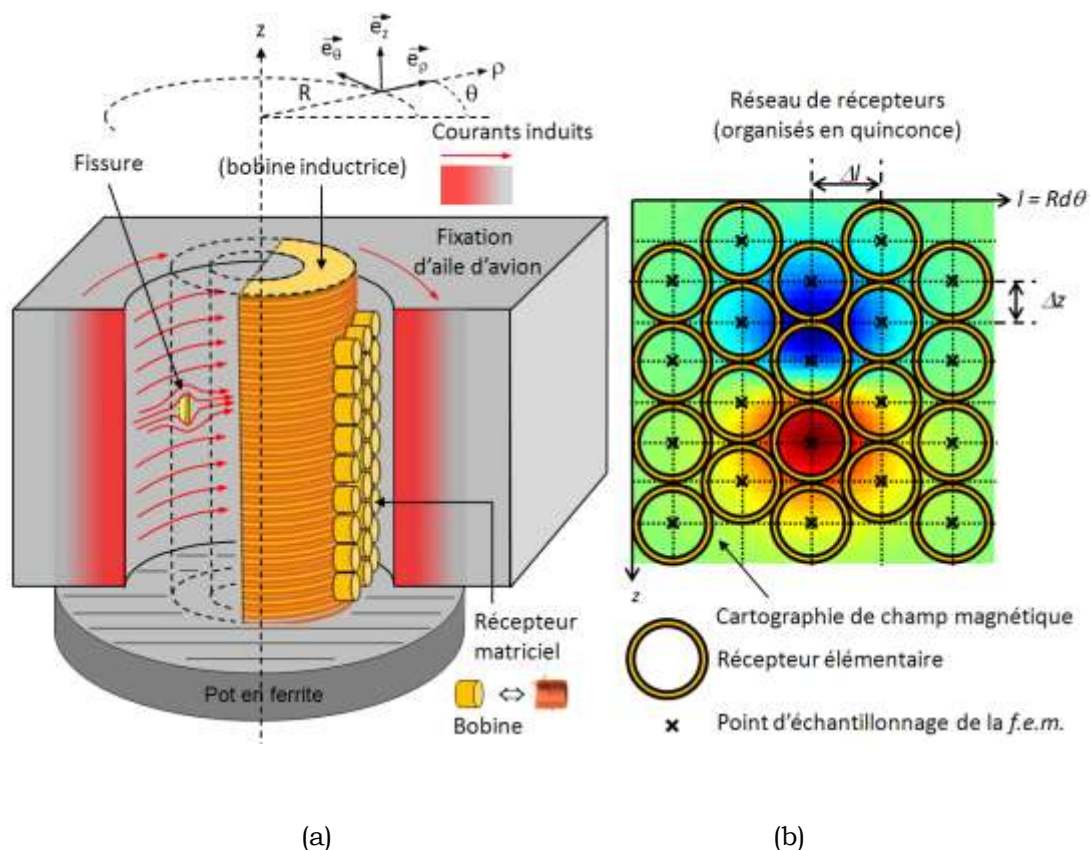


Figure 3.9 - (a) Architecture de sonde d'imagerie CF pour la caractérisation d'attaches de voilures aéronautiques. (b) Réseau de capteurs organisés en quinconce.

La conception de la sonde s'est appuyée sur des simulations EF 3D qui ont permis de dimensionner l'inducteur et de quantifier les composantes de champ magnétique générées dans l'entrefer par des défauts types, et de conclure qu'il était pertinent d'orienter les récepteurs de manière à ce qu'ils soient sensibles à la composante radiale (relativement au système de coordonnées cylindriques coaxial à l'alésage). En outre, l'utilisation de différents types de récepteurs a été envisagée. Pour des raisons essentiellement de sensibilité de la

mesure au delà de quelques dizaines de kHz, et de facilité de mise en œuvre du dispositif matriciel, notre choix s'est porté sur des récepteurs inductifs. L'emploi de trois technologies de bobines réceptrices miniaturisées, parmi les mieux adaptées au problème a été étudié (technologies PCB, micro-moulée (MM) bobinée (B) (figure 3.10a)).

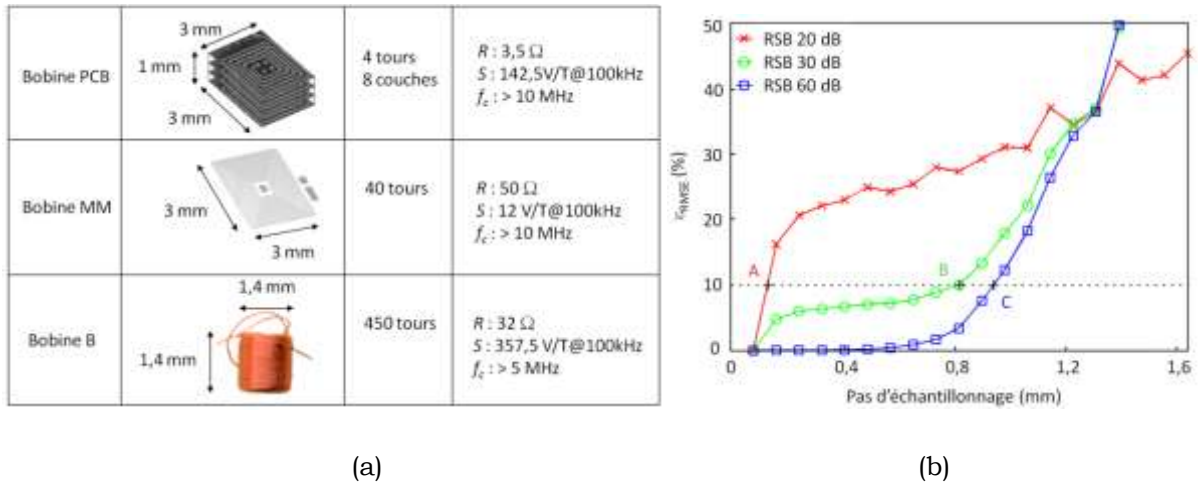


Figure 3.10 - (a) Technologies de bobines réceptrices et leurs principales caractéristiques. (b) Erreur de mesure sur la réponse d'un défaut de type lunule millimétrique introduite par l'échantillonnage spatial d'une matrice de récepteurs de type bobines B, pour différents RSB.

L'étude a notamment consisté, considérant chaque type de bobine, à quantifier d'une part la sensibilité de la mesure, et d'autre part l'effet de l'échantillonnage spatial de la cartographie de *f.e.m.* par un récepteur matriciel [RI-8]. La perte d'information due à l'échantillonnage a été quantifiée en termes d'erreur quadratique moyenne par rapport à la cartographie de *f.e.m.* idéale que donnerait un capteur parfaitement ponctuel. L'intérêt de ces simulations était de permettre de déterminer le pas d'échantillonnage minimum nécessaire pour ne pas dépasser une certaine erreur (pour un rapport signal sur bruit donné), comme on en voit une illustration figure 3.10b.

La comparaison des caractéristiques des différents récepteurs ainsi étudiés par simulations, et le compromis sensibilité-résolution qui en a résulté, ont mené au choix d'une matrice composée de deux barrettes de bobines de 1,4 mm de diamètre disposées en quinconce (figure 3.9b), ce qui impliquait un pas d'échantillonnage inférieur à 1 mm, solution dont la faisabilité a été validée par la société STATICE spécialisée dans la réalisation de capteurs et multi-capteurs inductifs.

• Validations expérimentales

Un dispositif expérimental de laboratoire a été réalisé dont le récepteur ne consistait pas en une matrice de bobines telles qu'il vient d'être écrit, mais en une seule bobine fixée sur un support qu'un robot permettait de déplacer avec précision en rotation et en translation par rapport à l'axe de l'alésage ; ceci afin de réaliser des cartographies de *f.e.m.* avec un pas d'échantillonnage quelconque (dans les limites permises par le robot) et de les confronter aux différentes simulations. Quant à la cible utilisée, il s'agissait d'une maquette de

laboratoire faite à l'image d'une attache de voilure et comportant des défauts électro-érodés en forme de lunules de dimensions calibrées. L'équivalent de sonde ainsi réalisé était connecté à une instrumentation (analyseur d'impédance...) permettant un fonctionnement multifréquence (figure 3.11a).

Les mesures réalisées au moyen de ce montage ont démontré l'aptitude de la sonde à détecter les défauts recherchés (figure 3.11b) [RI-4]. Le plus petit d'entre eux avait un rayon de 0.2 mm et une ouverture de 0,2 mm, le RSB des mesures obtenues le concernant s'échelonnait entre 41 dB et 62 dB pour des fréquences de CF allant de 40 kHz à 800 kHz.

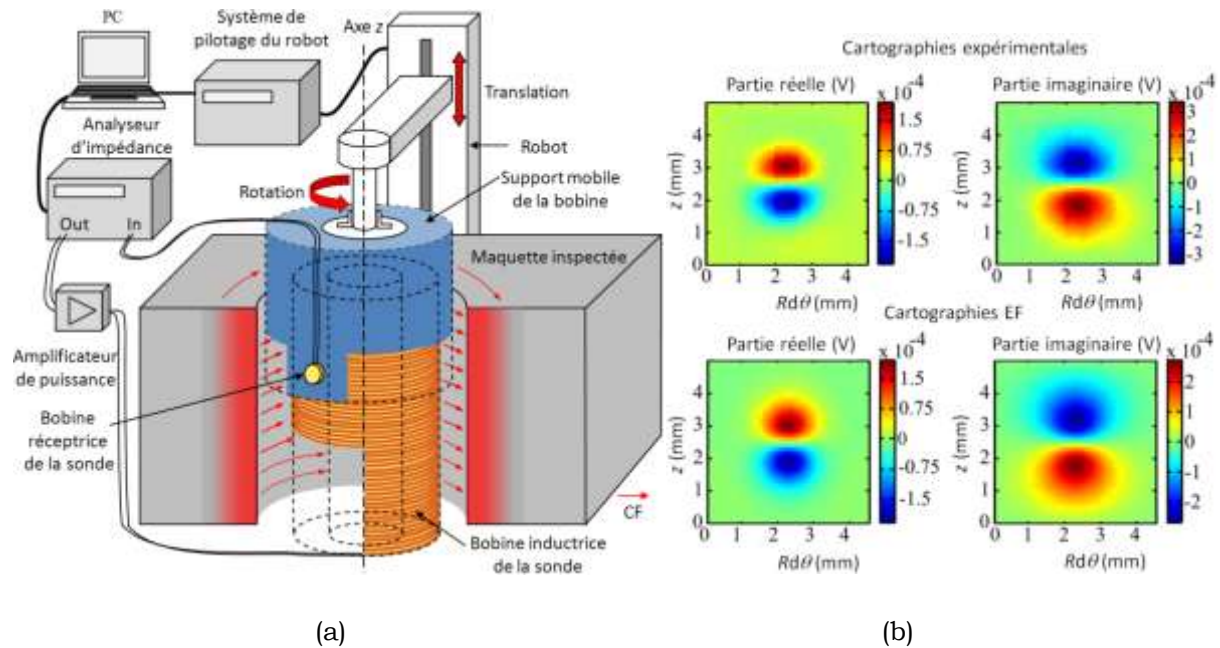


Figure 3.11 - (a) Montage expérimental robotisé équivalent à une sonde d'imagerie CF pour la caractérisation de défauts dans attaches de voilures aéronautiques. (b) Images CF à 90 kHz expérimentales et simulées par EF 3D d'un défaut de type lunule de diamètre 1 mm.

- **Modélisation des interactions capteur-cible**

Au-delà du contrôle qualitatif consistant à détecter les défauts, l'étude avait pour but l'évaluation de leurs dimensions, ce qui supposait d'inverser les signaux mesurés. Et ce qui, entre autres raisons, a justifié le choix d'une sonde à émission globale, était l'intérêt qu'il y avait à pouvoir établir un modèle des interactions CF/défaut qui se prête à l'inversion.

Le fait d'induire dans la pièce cible une nappe de CF uniformément orientée a permis de modéliser de façon satisfaisante les interactions entre les CF et un défaut, en ne considérant que les variations locales des grandeurs électromagnétiques induites par sa présence. Celles-ci ont ainsi pu être modélisées par un ensemble de sources virtuelles de courant distribuées dans le volume dudit défaut, égales en module et opposées en phase à la nappe de CF qui circulerait dans le même volume si la pièce était exempte de défaut. Cette approche avait l'intérêt d'alléger considérablement la modélisation (à la mise en œuvre de

laquelle, par ailleurs, la méthode des points sources distribués (DPSM)¹⁷ [Pla 07], se prêtait particulièrement bien), et par suite l'inversion, quelle que soit la méthode envisagée.

Divers défauts interagissant avec des CF ont été modélisés au moyen du modèle qui vient d'être décrit, et les résultats obtenus ont été comparés à des mesures et à des simulations par méthode EF 3D. La comparaison a permis de valider le modèle proposé et de passer à l'étape d'inversion [RN-1, CN-1, CI-5].

Pour plus de détails sur la modélisation proposée, voir l'article [CI-5] annexé au présent chapitre.

- **Problème inverse**

L'approche de modélisation proposée a permis de résoudre le problème de la caractérisation de défauts à l'aide de techniques de localisation de sources [CI-6], lesquelles ont été mises en œuvre à partir d'images CF multifréquence.

Le fait de réaliser des images et non pas seulement des mesures ponctuelles est par essence un moyen d'accéder à une information relative à deux dimensions de la cible inspectée. En réalité, l'information contenue dans les images est relative aux trois dimensions de l'espace puisque le signal en surface résulte des contributions des interactions des CF avec la cible dans son volume, du moins jusqu'à la profondeur où ils pénètrent. Et cette profondeur de pénétration étant tributaire de la fréquence (effet de peau), la réalisation d'images à différentes fréquences s'offre comme un moyen de discriminer les informations relatives à des épaisseurs plus ou moins importantes de la cible. On voit donc comment les cartographies multifréquences peuvent être exploitées pour la caractérisation 3D de défauts.

Partant de cartographies magnétiques à la surface de la cible (simulées par EF ou synthétisées par méthode DPSM), des méthodes d'inversion ont été appliquées au modèle proposé (exprimé sous forme matricielle par le biais de la méthode DPSM) afin de localiser les sources fictives de courant situées dans le volume discrétisé du défaut ; et d'après la distribution obtenue, reconstruire celui-ci.

Plusieurs méthodes d'inversion ont été mises en œuvre. En voici, en partant de la plus simple à la plus sophistiquée, la description.

¹⁷ La méthode DPSM, est une modélisation semi-analytique, basée sur des sources rayonnantes, dans laquelle la relation entre ces sources et les grandeurs électromagnétiques que l'on recherche s'exprime sous un formalisme matriciel. Dans le problème CF qui nous concerne, nous avons affaire à des sources de courant, tandis que la grandeur électromagnétique recherchée est le champ magnétique à la surface de la cible. Ajoutons qu'en toute rigueur deux catégories de sources sont nécessaires à la modélisation DPSM de notre problème : des sources virtuelles situées dans le volume du défaut, et des sources localisées aux interfaces des milieux, afin de prendre en compte les conditions aux limites du problème électromagnétique (figure 3.12). L'étape de modélisation DPSM des travaux présentés dans cette section a bénéficié de la collaboration de Dominique Placko (SATIE), inventeur de cette méthode [Pla 07, RN-1, CN-1, CI-5].

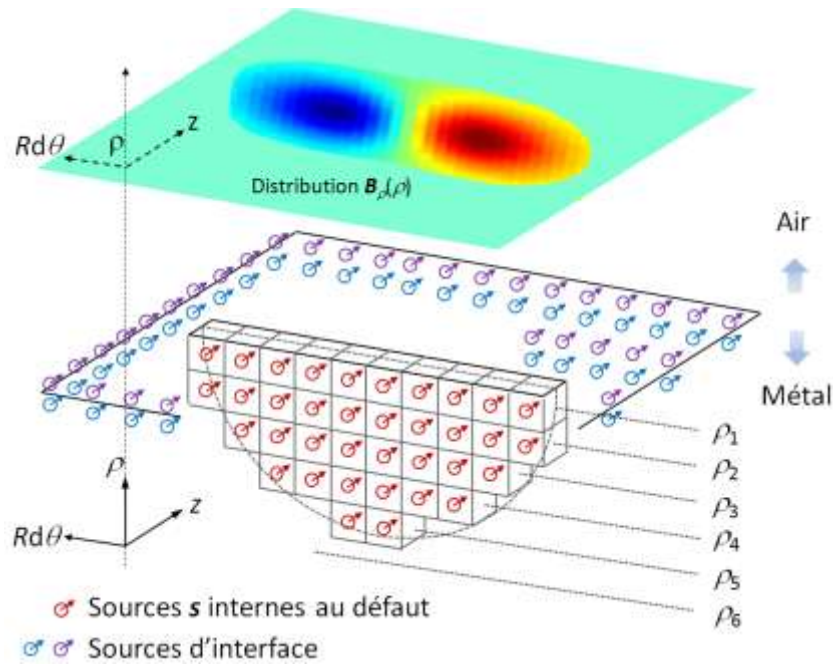


Figure 3.12 - Modélisation DPSM des interactions CF/défaut de type lunule dans un alésage au moyen d'un ensemble de sources virtuelles de courant distribuées dans le volume du défaut. Discrétisation du volume du défaut sur 6 couches.

Inversion mono fréquence

Partant d'une cartographie mono fréquence, l'opération de pseudo-inverse d'un modèle matriciel DPSM a été effectuée en considérant des sources potentielles réparties sur un pavage volumique 3D. Cette méthode s'est avérée efficace pour reconstituer la topographie des défauts en surface. Cependant, la sous détermination du système utilisé (nombre d'équations inférieur au nombre d'inconnues), liée à l'insuffisance des données utilisées, empêchait la bonne reconstruction des défauts en profondeur.

Pour pallier ce manque, et conformément aux principes énoncés ci-devant, une approche multifréquence a été utilisée.

Inversion par méthodes de régularisation à partir d'images multifréquences

Décomposition en valeurs singulières tronquées (DVST) : L'approche multifréquence s'est heurtée à un problème de mauvais conditionnement de la matrice à inverser, se traduisant par une répartition des valeurs singulières caractérisée par une forte dynamique et par une grande proportion de valeurs faibles [Dem 89].

Ce mauvais conditionnement empêche la résolution par pseudo inverse. On résout le problème en construisant une matrice proche de la singularité par troncature des valeurs singulières en deçà d'un seuil (méthode de décomposition en valeurs singulières tronquées (DSVT)), ce qui revient à filtrer l'espace de départ.

Comparée à l'inversion monofréquence, la DVST a partir de données multifréquence offre une meilleure reconstruction des défauts dans leur profondeur, mais elle présente l'inconvénient de nécessiter un temps de calcul considérable et un choix de seuil difficile.

DVST avec contraintes : Pour rendre l'inversion plus précise, nous avons relâché la complexité du problème : au lieu de se donner (comme c'était le cas pour les méthodes précédentes) sur la valeur possible de la source s associée à un voxel (volume élémentaire de discrétisation de l'espace) la contrainte $s \in \{0,1\}$, nous sommes passés à la contrainte $0 \leq s \leq 1$. Et pour accélérer les calculs nous avons restreint l'espace (volume) de recherche des sources. Pour ce faire nous nous sommes basés sur l'a priori que constituaient les résultats de l'inversion monofréquence en première couche. Résultats que l'on savait être fiables. L'espace de recherche a été limité aux voxels voisins.

La DSVT avec contrainte a permis d'améliorer encore les résultats de l'inversion. Il reste néanmoins que le modèle utilisé est imparfait, notamment parce qu'il est discrétisé, alors que la réalité est celle d'une distribution continue de courant. Cet a priori inexact introduit nécessairement des erreurs d'inversion qui se manifestent dans la reconstruction des défauts à partir d'une certaine profondeur.

Techniques de régularisation par minimisation de la norme L2 et par variation totale :

Le problème peut être exprimé sous la forme $\mathbf{b} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} + \mathbf{d}$, où le vecteur \mathbf{b} représente, sous une forme concaténée, les cartographies de champ magnétique multifréquence, \mathbf{A} la matrice de transfert multifréquence du modèle DPSM, \mathbf{s} le vecteur inconnu de sources discrètes, où \mathbf{n} est un bruit blanc additif (représentant le bruit de mesure) et où \mathbf{d} est le bruit de modèle lié à la discrétisation spatiale. Ce bruit \mathbf{d} introduit sur la cartographie de champ magnétique \mathbf{b} , correspond à l'écart entre cette cartographies lorsque le modèle discrétise finement le défaut (nombreuses sources) et lorsqu'il le discrétise grossièrement.

Pour pallier les erreurs de modèle et leur impact sur l'inversion, une autre famille de méthodes de régularisation que la DSVT peut être utilisée. Ces méthodes font un compromis entre la fidélité aux données mesurées d'une part (comme pour la DSVT), et la fidélité à l'information a priori (modèle) d'autre part [Hal 87, Wei 08].

Les techniques de minimisation de la norme L_2 de la solution du problème [Hal 87] et de *variation totale* ont ainsi été mises en œuvre dans l'équipe (sur ce chapitre ma contribution a été marginale) dans le cadre d'un projet collaboratif Farman¹⁸ [Bau 11]. La figure 3.13 donne un exemple de reconstitution de défaut (décomposé en six couches) effectué à partir de cartographies synthétisées à 6 fréquences.

¹⁸ L'Institut Farman réunit 5 laboratoires de l'ENS Cachan (CMLA, LMT, LSV, LURPA, SATIE) autour de projets touchant à la modélisation, la simulation et la validation de grands systèmes complexes.

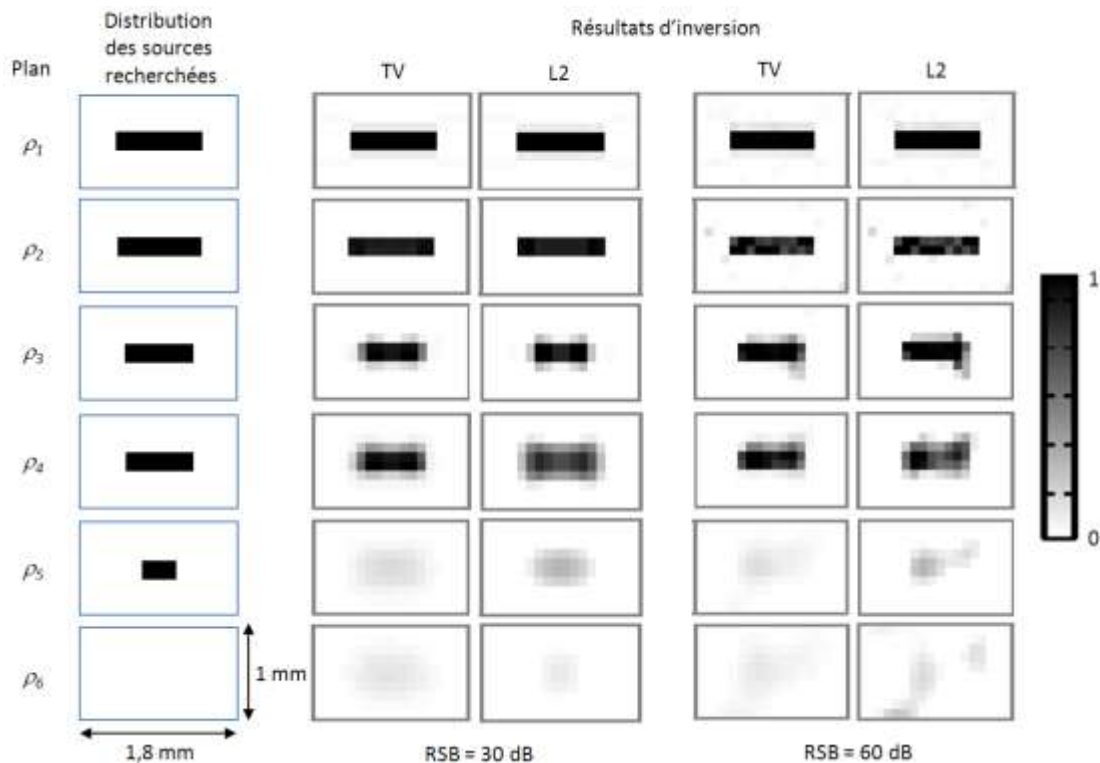


Figure 3.13 - Sources estimées, pour deux niveaux de RSB après inversion du système par descente de Newton et régularisation par variation totale (TV) d'une part et après inversion par descente de Newton et régularisation de la norme L2 d'autre part. Les données sont des cartographies synthétisées à 6 fréquences. La discrétisation de l'espace est telle que le défaut est représenté par 800 voxels.

Il faut remarquer que les méthodes d'inversion de modèles d'interactions CF/défaut proposées ont été mises en œuvre à partir de données synthétiques prises à l'interface de la cible, ce qui a permis de faire abstraction des sources d'interface DPSM théoriquement nécessaires. Des développements pourraient être apportés à l'inversion afin qu'elle soit pratiquée à partir de données prises au dessus de la surface. Telle quelle la méthode proposée dans ses multiples variantes de mise en œuvre, a néanmoins permis une reconstruction de défauts, et il est à noter qu'elle est directement applicable a des problèmes d'imagerie magnéto-optique CF où la mesure de champ est réalisée quasiment à l'interface de la cible.

Plus globalement, l'une des conclusions qui peut être tirée de ces travaux est que face à un problème de caractérisation de pièces de géométrie complexe il est utile de concevoir autant que possible conjointement le système dans ses dimensions instrumentation, modélisation et inversion, et de chercher à tirer parti de l'information que peuvent apporter les données réparties spatialement à la surface de la cible et de la diversité de celles obtenues à différentes fréquences.

3.4.2.2 Imagerie magnéto-optique en courants de Foucault pulsés pour l'évaluation de structures planes

L'utilisation d'un système multi-capteurs n'est pas l'unique manière de réaliser une image CF. Il existe également des systèmes basés sur l'utilisation de grenats magnéto-optiques (§ 3.4.3.2), tels ceux développés au SATIE depuis les années 2000. Ces systèmes permettent de réaliser sur des pièces planes des images de plusieurs cm² offrant une haute résolution (potentiellement de l'ordre de $\approx 10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$). Ils sont particulièrement adaptés à l'END des assemblages rivetés aéronautiques, laquelle constitue un important enjeu industriel.

La caractérisation fine des paramètres de structures électriquement conductrices par méthodes CF nécessite des systèmes capables de fournir des signaux riches en information. Un premier moyen d'enrichir l'information peut consister, comme on l'a vu, à réaliser des images des cibles examinées plutôt que de recourir à des mesures ponctuelles ; un moyen supplémentaire est de faire des mesures à plusieurs fréquences (ce qui revient à tirer parti de l'effet de peau pour inspecter les cibles jusqu'à des profondeurs plus ou moins grandes, et ainsi accéder à la caractérisation de la pièce selon cette troisième dimension de l'espace).

Plutôt que des mesures harmoniques éventuellement multi-fréquences, il est possible de réaliser des mesures CF en mode impulsionnel. Une impulsion CF est en effet un signal présentant un riche contenu fréquentiel, et les mesures auxquelles il peut donner lieu sont susceptibles de produire des informations relativement riches dont l'analyse peut renseigner sur les caractéristiques d'une structure dans sa profondeur. L'une des nouvelles voies d'études que nous avons choisi d'explorer et à laquelle nous nous sommes attelés en 2012, est l'imagerie CF en mode impulsionnel. L'idée est d'effectuer une analyse spatio-temporelle des signaux CF obtenus au moyen d'un imageur magnéto-optique, l'image devant nous donner une vision spatiale en deux dimensions des interactions électromagnétiques entre l'imageur et la cible inspectée, et le fait d'utiliser des impulsions CF devant, lui, nous permettre d'observer, via l'évolution temporelle des images, les caractéristiques relatives à la profondeur de la cible (ces dernières se manifestant sur l'image par des temps de retard dans l'impulsion reçue).

Dans le cadre du stage de M2 de Zhu Xi [M2-2] nous avons éprouvé cette méthode dans la perspective de la caractérisation de structures planes.

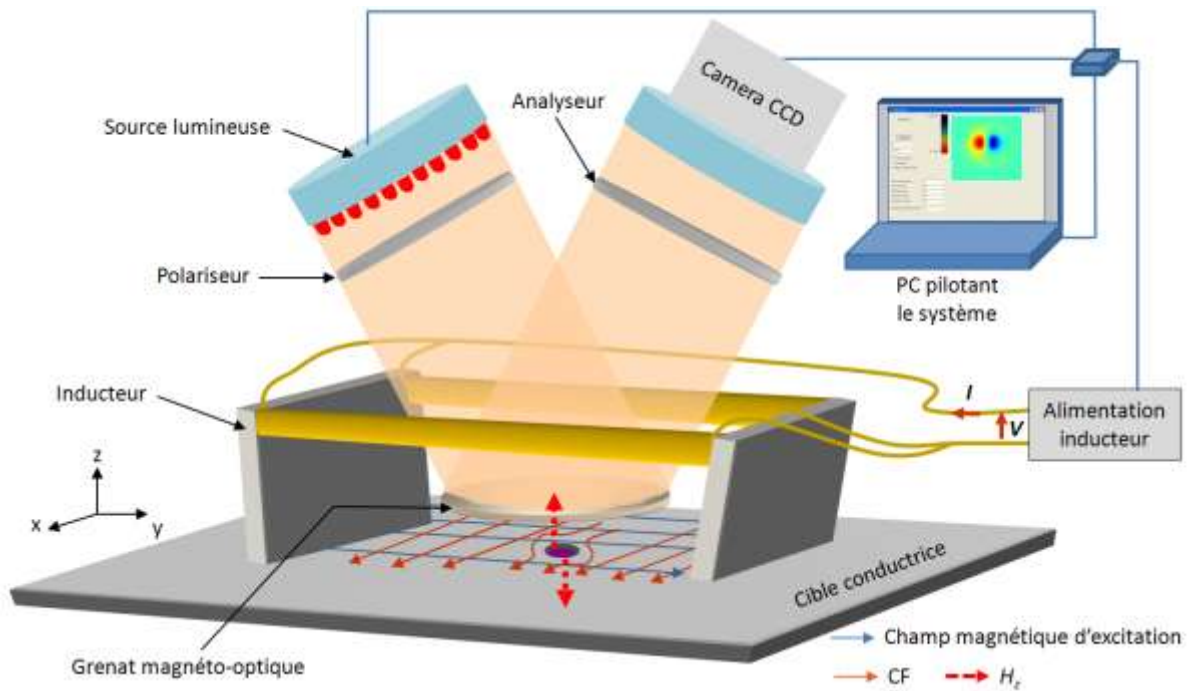


Figure 3.15 - Imageur à courants de Foucault (ICF), d'après [Jou 06b].

- Mise en œuvre d'un système d'imagerie en courants de Foucault pulsés

Le laboratoire SATIE dispose d'un imageur CF magnéto-optique (ICF) développé dans le cadre de d'un projet de valorisation porté par le CNRS (brevet [Jou 06-07-10]) en collaboration avec EADS, piloté par Pierre-Yves Joubert. Ce travail a notamment fait l'objet du mémoire d'ingénieur CNAM de Jean Pinassaud et de la thèse de Yohan Le Diraison [Le-D 08]. Ce système est constitué d'un inducteur générant une nappe de CF uniforme dans la cible plane à imager. En présence d'une rupture de conductivité, les CF sont déviés et apparaît à la surface de la cible une composante de champ magnétique normale H_z (inexistante face à une cible conductrice homogène). Le grenat magnéto-optique, éclairé en lumière linéairement polarisée, permet grâce à un dispositif optique associant un analyseur et une caméra CCD, et moyennant une méthode de synchronisation idoine de la commande CF et de l'acquisition des images par la caméra, de réaliser des images quantitatives de la cartographie de champ magnétique H_z en surface de la cible (figure 3.15). L'inducteur été conçu pour permettre un fonctionnement harmonique jusqu'à quelques dizaines de kHz, et offre donc une bande passante suffisante pour une exploitation en régime impulsionnel

Elle a été mise en pratique pour la caractérisation de maquettes de laboratoire présentant des défauts calibrés de type fissure [CI-1]. Des paramètres reflétant les dimensions des inhomogénéités ont été mis en évidence, comme le montre l'exemple illustré figure 3.16. La lecture de la distance entre les maxima de la ligne de la cartographie passant au droit du défaut (ligne médiane d'analyse) permet de déterminer directement la longueur de celui-ci (figure 3.16 a-b-c). A partir de l'évolution temporelle de l'amplitude maximale prise sur la ligne médiane d'analyse, en prenant le point correspondant au maximum de cette courbe il est possible de discriminer la profondeur d'une fissure (figure 3.16 d-e).

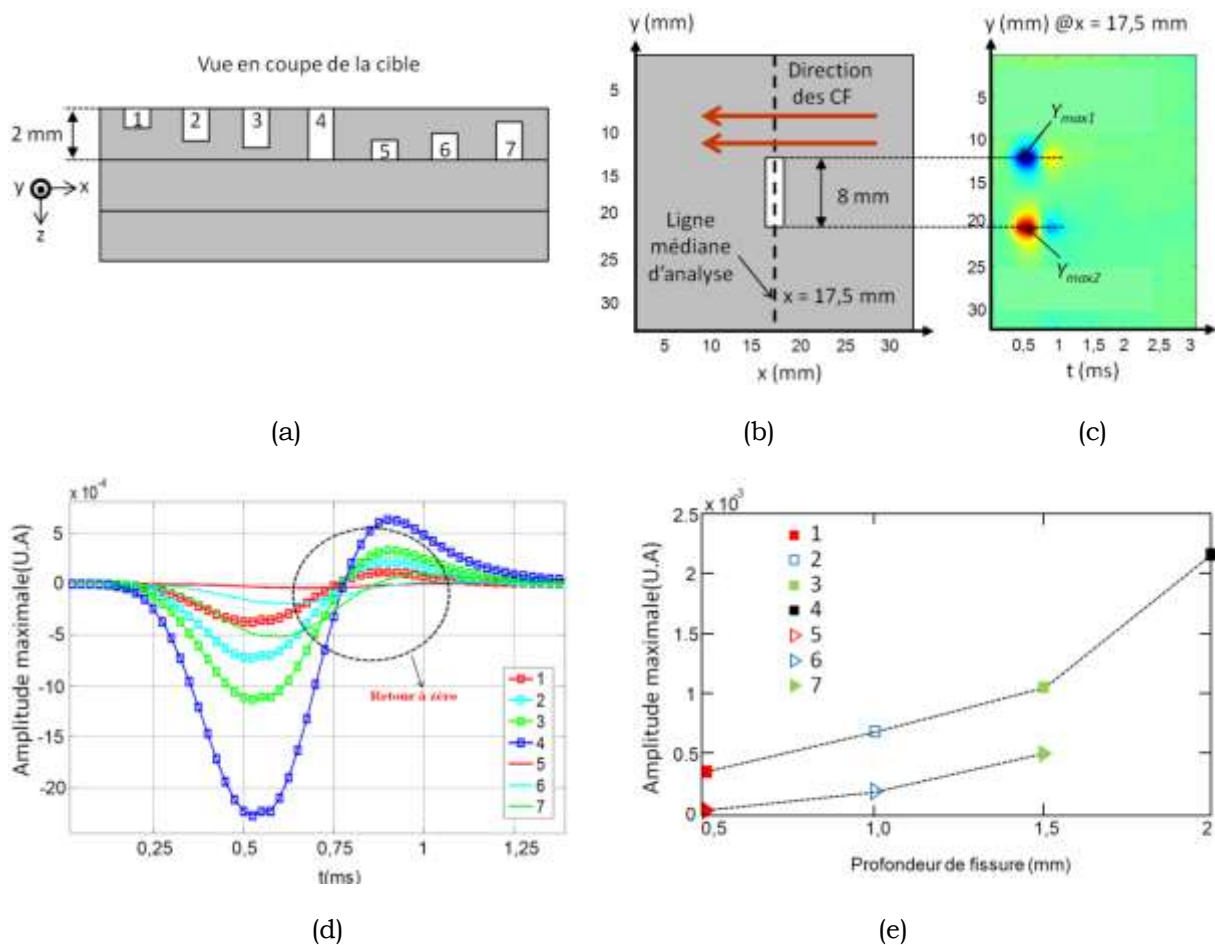


Figure 3.16 - (a) Vue en coupe d'une cible caractérisée au moyen d'un ICF opérant en mode impulsif. (b) Vue du dessus de la zone imagée. (c) Evolution temporelle de la ligne médiane d'analyse (ligne de l'image CF passant au droit de la fissure imagée) obtenue par synthèse harmonique, et mesure, via $|Y_{max2} - Y_{max1}|$, de la longueur de fissure. (d) Evolution temporelle de l'amplitude maximale prise sur la ligne médiane d'analyse. (e) Discrimination de la profondeur d'une fissure à partir des maxima des courbes de la figure (d) [CI-1].

Ces résultats constituent une première validation qui laisse envisager le développement de méthodes basées sur l'utilisation d'un ICF en mode pulsé. On peut imaginer, dans le prolongement de ces travaux, de concevoir un dispositif expérimental dédié à ce mode de fonctionnement, mais aussi de développer des modèles comportementaux des interactions entre CF pulsés et cibles inspectées, ainsi que des méthodes d'inversion adaptées.

Les premières analyses de signaux spatio-temporels ainsi obtenus dans le cadre des travaux réalisés lors du stage de M2 de Zhou Xi [M2-2], sur des assemblages d'aluminium comportant des fissures ou bien des rivets, fissurés ou non, ont permis de mettre en évidence des paramètres reflétant les dimensions des inhomogénéités (rivets et fissures) [CI-1].

3.5 Conclusion

Le principe des travaux relatés dans la présente section consiste, face à un problème d'END par CF donné, à **traiter autant que possible de manière conjointe les différents aspects du système** à mettre en jeu ; ainsi l'instrumentation se voit-elle bien évidemment conçue de façon à mettre en exergue des signaux contenant une information relative aux paramètres à évaluer et à en optimiser le rapport signal sur bruit ; mais encore à favoriser, dans la mesure du possible, une modélisation simple du problème électromagnétique afin de faciliter l'inversion des signaux, et donc la caractérisation des structures.

Autre aspect important de ces travaux : les systèmes sont conçus de manière à disposer de signaux contenant une information aussi riche que possible sur les paramètres à évaluer. Ceci peut être réalisé, lorsque les caractéristiques des cibles inspectées rendent cette option pertinente, au moyen de **méthodes d'imagerie** (utilisation de multi-capteurs ou de procédés magnéto-optiques) éventuellement conjugués à un fonctionnement multifréquence du système. Toujours dans le but de disposer d'une richesse de signaux susceptible de favoriser la caractérisation des structures, nous avons initié des travaux où l'**emploi de CF pulsés** est **conjugué à un procédé d'imagerie magnéto-optique**.

Enfin, en tout état de cause, nos travaux s'attachent à mettre en œuvre des traitements de signaux appropriés aux cas de figures considérés.

Articles présentés

[RI-1] **E. Vourc'h**, P.-Y. Joubert, G. Le Gac*, and P. Iarzal, “Non destructive evaluation of loose assemblies using multi-frequency eddy currents and artificial neural networks,” Measurement Science and Technologies, Volume 24, N°12, 125604, 7 pp., Nov. 2013.

[CI-5] V. Thomas*, P.-Y. Joubert, **E. Vourc'h**, D. Placko, “A novel modeling of surface breaking defects for eddy current quantitative imaging,” proceedings of the IEEE Sensors Applications Symposium (SAS 2010), pp. 154-157, Feb. 2010.

Non destructive evaluation of loose assemblies using multi-frequency eddy currents and artificial neural networks

Eric Vourc'h¹, Pierre-Yves Joubert², Guillaume Le Gac¹, and Pascal Iarzal¹

¹SATIE, ENS Cachan, CNRS, Universud, 94 235 Cachan Cedex, France

²IEF, Université de Paris-Sud, CNRS, 91 405 Orsay, France

Abstract

This paper considers the problem of the evaluation of metallic assemblies in an aeronautical context, by means of a non invasive method. The problem lies in the estimation of the distance separating two aluminum plates representative of a loose assembly (up to 300 μ m) the top plate being possibly of unknown thickness ranging from 1 to 8 mm. To do so, the eddy current (EC) method is chosen, because it allows a non contact evaluation of conducting media to be carried out, which is sensitive to electrical conductivity changes in the part under evaluation, and hence to the presence of an air gap between parts. The problem falls into the category of evaluation of a multilayered conductive structure starting from EC data, which is an ill-posed problem. In order to bypass these difficulties, as well as to deal with the uncertainties that may be introduced by the experimental set-up, a “non-model” approach is implemented by means of an artificial neural network (ANN). The latter is elaborated in a statistical learning approach starting from the experimental EC data provided by a ferrite cored coil EC probe used to investigate an assembly mock-up of adjustable configuration. Moreover, in order to build a learning database allowing a robust and accurate ANN to be elaborated, as well as to deal with assemblies of unknown thicknesses, we consider EC data obtained at different frequencies chosen in an adjusted frequency bandwidth, experimentally determined so as to optimize the sensitivity towards the presence of an air gap between parts. The implementation of the proposed approach for distances between parts ranging from 60 μ m to 300 μ m, provided estimation root mean square errors (RMSE) ranging from 7 μ m up to 50 μ m for the estimation of the distance between parts, and ranging from 20 μ m up to 1.4 mm, for the estimation of the top plates, ranging from 1 to 8 mm respectively.

Keywords: eddy currents, artificial neural networks, non destructive evaluation, metallic assembly, multilayered structures, multifrequency measurements

1. Introduction

The problem we consider is that of the non destructive evaluation (NDE) of the fitting of metallic assemblies by means of the eddy current (EC) technique. The issue is to ensure of the right positioning of the parts of such assemblies by measuring the distance they may be separated from one another. Here, we precisely aim at estimating small gaps (thinner than 300 μ m) that may exist under thick aeronautical aluminum alloy parts (up to 8 mm) of unknown thickness. This kind of measurement may be accurately carried out using gap measurement gauges [1]. However, this type

of sensor needs to be introduced within the assembly, in an invasive way. Non invasive methods such as ultrasonic sensing cannot be envisaged for such an application, as the very small acoustic impedance of the air layer within the gap would make them only capable of estimating the thickness of the metallic top layer [2]. Therefore, the use of the EC technique to deal with such a problem is justified by its sensitivity to electrical conductivity changes in metallic parts, its easy implementation, its sensitivity [3], and the fact that the evaluation can be performed from the top of the structure. Regarding the EC technique, the problem at hands falls into the category of the problem of evaluating a multilayered structure [4-6] starting from experimental Data. Such a problem is generally speaking difficult to solve since it requires i) to dispose of noise free and informative EC data, ii) to elaborate a robust and accurate modeling of the interactions between the EC probe and the investigated part, and iii) to solve the inverse problem, which consists in estimating the features of the investigated multilayered part starting from the experimental data provided by the used EC probe and using the interaction model. However, this problem is known to be ill-posed [7-8]. Furthermore, it is made particularly difficult here since thick parts of highly conducting media are considered, and the sensitivity of the EC technique is known to be rapidly decreasing within the depth of the inspected media, because of the skin effect [3] which limits the sensitivity of the EC technique within aluminum parts thicker than a few millimeters [9].

To cope with these limitations, we firstly propose to use a multi-frequency approach so as to enlarge the informative content of the EC data. Secondly, we propose to use a behavioral model, implemented by means of an artificial neural network (ANN) elaborated in a statistical learning scheme, to solve the inverse problem. Indeed, ANNs are universal approximators capable of modeling non linear functions of arbitrary complexity [10]. Therefore they are good candidates to solve the considered inverse problem. Moreover, EC NDE techniques using ANNs have been proven to be efficient for dealing with the evaluation of material properties. This efficiency has been generally shown when applied to simulated data [11-19]. In this work, the evaluation of loose assemblies is carried out from experimental EC data provided by a cup-core coil probe operating in an optimized frequency bandwidth, which are processed using an ANN approach. Section 2 of this article is dedicated to the analysis of the EC experimental data relative to the interactions of the used EC cup cored coil probe and various aluminum loose assembly mockups. This study will enable us identifying judicious data features related to the presence of air gaps in the assembly, as well as the EC frequency bandwidth maximizing the information content of the data relative to these air gaps. In section 3, an ANN is built from an experimental multi-frequency EC database so as to estimate the distance between the layers of an aluminum assembly of unknown top layer thickness, and estimation results are presented and discussed. Finally conclusions are given in section 4.

2. Analysis of the interactions between an EC sensor and a loose assembly

The used experimental set-up is constituted of a ferrite cup cored coil, used as a “transmit and receive” EC probe, electromagnetically coupled to a mockup standing for a loose assembly (Figure 1). This assembly features two AL2024 aluminum alloy plates (electrical conductivity $\sigma = 18 \text{ MS.m}^{-1}$ [20]) separated from an adjustable distance T_2 ranging from 0 to 300 μm by steps of 60 μm . The top plate thickness, denoted T_1 , may feature various values (supposedly unknown during the evaluation) ranging from 1 to 8 mm by steps of 1 mm, while the bottom plate thickness, denoted T_3 , is fixed at 2 mm. The sensor is associated to a PC controlled impedance analyzer (HP4192A) operating in the 5 Hz to 13 MHz range, which enables both feeding the coil with the excitation signal and measuring its impedance. More precisely, the sensor is fed using the time-varying voltage reference source of the analyzer. The impedance measurement is made by means of a four point measurement technique, and using an “open-short” compensation procedure, so as to reduce measurement errors

due to the connection set-up [21]. Starting from the measured impedance of the sensor, the actual EC data that will be used derive from the normalized impedance Z_n which is defined as follows [22]:

$$Z_n = R_n + jX_n = \frac{R-R_0}{X_0} + j \frac{X}{X_0} \quad (1)$$

where R_0 and X_0 are the resistance and the reactance of the uncoupled sensor respectively, and where R and X are the resistance and the reactance of the sensor coupled to the assembly respectively. The use of Z_n is preferred to that of the impedance Z of the coupled sensor because it enables getting rid of the influence of the constitution of the probe (losses R_0 and self reactance X_0 of the winding). Also, the normalization reduces static as well as frequency-dependant systematic errors that may be introduced by the measurement device. Moreover, since the parameter to evaluate is T_2 , let us consider the differential impedance Δz , defined as:

$$\Delta z = Z_{nT_2} - Z_{n0} \quad (2)$$

where Z_{nT_2} and Z_{n0} are the normalized impedances corresponding to a non-zero distance between plates ($T_2 \neq 0$) and to a massive part ($T_2 = 0$) used as a reference, respectively [23]. The differential impedance Δz is considered in order to highlight the variation of T_2 , as well as to eliminate any residual measurement error. Figure 2 illustrates the influence of T_2 on the variations of Δz as a function of the excitation frequency f , obtained experimentally for 3 assembly configurations corresponding to $T_1 = 1$ mm, $T_1 = 4$ mm and $T_1 = 8$ mm, T_3 being fixed at 2 mm. The $|\Delta z(f)|$ curves parameterized by T_2 are plotted in the 35 - 900 Hz frequency range, in which the sensor sensitivity towards the distance between parts appears to be significant. As a first remark, it is worth mentioning that the air gap between plates is always clearly detected, even in the worst case (60 μ m air gap under an 8 mm top plate). Secondly, it can be observed from these measurements that the thinner the top layer, the higher Δz , and second, that the thicker T_2 , the higher Δz . Figure 3 illustrates the influence of T_1 on the variations of Δz , by representing $|\Delta z(f)|$ for assemblies such that T_2 and T_3 are fixed (at 120 μ m and 2 mm respectively). It is to be noted that the frequency at which Δz is maximum (see Figures 2 and 3) increases as T_1 decreases, which is consistent with the skin effect. Moreover, the optimal frequency for measuring Δz appears to vary from approximately 200 Hz (in the case $T_1 = 8$ mm) to 800 Hz (in the case $T_1 = 1$ mm), independently from the values of T_2 (Figure 2). Therefore, data obtained in the 200 Hz – 800 Hz frequency range seem appropriate to estimate unknown values of T_1 . However, in order to increase the robustness of the joint (T_1, T_2) estimation, especially when high values of T_1 are concerned and for which data with low signal to noise ratio are expected due to skin effect, it seems judicious to introduce some redundancy in the used EC data. To this end, we chose to consider EC data in a wider frequency range, with emphasis on low frequencies, so as to use all the available frequency bandwidth for which the variations of Δz with T_1 and T_2 appear to be significant (Figure 2). As a result, we chose to use multi-frequency EC data chosen in the 35 Hz – 900 Hz frequency range to implement the estimation of T_1, T_2 .

3. Evaluation of loose aluminum alloy assemblies using artificial neural network

The problem consists in the joint evaluation of (T_1, T_2) starting from the experimental measurements of Δz . Considering the variations of Δz with T_1 and T_2 (Figure 2 and 3), one may consider the use of a simple nonlinear function, adjusted thanks to an adequate training data set, to carry out the evaluation. Such an approach was already investigated by the authors on a similar problem involving thinner multilayered structures. Indeed, in [24], a 5th order polynomial behavioral model was trained so as to evaluate air gaps between plates. The obtained evaluation results were satisfactory as long as simulated data were concerned, but they were significantly altered when obtained from actual experimental data. In this study, experimental data obtained on structures featuring thick top layers

are considered. Therefore, we chose to turn to more robust non linear model-free evaluation techniques such as ANN. Here an ANN featuring a multilayer perceptron (MLP) inner architecture was considered. This ANN includes a hidden layer of hyperbolic tangent activation function and an output layer of identity function, which give to the ANN its universal approximator nature [25]. The inputs of the ANN are constituted of the multifrequency EC data Δz (considered in modulus and phase), and the outputs are the wanted estimations of T_1 and T_2 (Figure 4). The ANN is trained using a dedicated EC database as described in the following section.

3.1. Elaboration of the artificial neural network

In order to elaborate the wanted ANN, an experimental EC database is build. This database is made up of Δz EC data relative to 48 configurations of the assembly, measured using 20 different frequencies, each measurement having been repeated 20 times. The 48 configurations correspond to eight T_1 thicknesses ranging in the set $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\}$, given in mm, times six T_2 thicknesses ranging in the set $\{0, 60, 120, 180, 240, 300\}$, given in μm , times one T_2 thickness, fixed at 2 mm. The number of frequencies that are picked up in the 35 Hz -900 Hz range, is rather empirically fixed to 20; further works may focus on the determination of the exact number of frequencies optimizing the performances of the ANN. However this choice was made aiming at achieving a reasonable tradeoff between robustness and simplicity of implementation. Indeed the number of frequencies needs to be large enough to i) introduce redundancy in the used EC data for the sake of robustness (see section 2) and ii) discriminate 48 different assembly configurations. On the other hand, this number should be small enough to keep the experimental acquisition procedure simple, and the number of inputs of the ANN workable. Here, considering the chosen number of configurations, the number of frequencies and of the number of repetition of each measurement, the total number of input-output data samples available for this study is equal to 19200. With regards to the structure of the ANN (Figure 4), it features 40 inputs, consisting in the moduli and phases of Δz measured at the 20 considered frequencies. The 2 outputs are the estimate of the top plate thickness T_1 , denoted \hat{T}_1 , and the estimate of the gap thickness T_2 , denoted \hat{T}_2 . The learning process of the ANN is carried out using a back propagation Levenberg-Marquart algorithm [26, 27], and its generalization ability was assessed according to a cross validation procedure [28]. To do so, among the available 19200 input-output data, half of the data relative to $T_1 \in \{1, 3, 5, 8\}$ (in mm) and $T_2 \in \{0, 120, 240, 300\}$ (in μm) have been allocated to the learning-validation database and the rest have been allocated to the test database. ANNs featuring the structure described above and comprising between 2 and 50 neurons in the hidden layer have been built. The root mean square error (RMSE) between the estimates \hat{T}_1 and \hat{T}_2 and the values of T_1 et T_2 of the test database have then been calculated for every network. This RMSE being defined as follows:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M (\hat{T}_{ji} - T_j)^2 \right)} \quad (3)$$

where M is the number of used structure configurations, N is the number of acquisitions selected per structure configuration, and \hat{T} denotes the estimated value of T . Figure 5 shows the evolution of the RMSE of T_1 and T_2 calculated from the test database, versus the number of neurons in the hidden layer. One can note that a hidden layer featuring 16 neurons is a good choice to keep the evaluation error as low as possible for the estimation of T_1 and T_2 .

3.2. Estimation results

The joint estimation of T_1 and T_2 has been performed by means of the ANN described in subsection 3.1, using a test data set. This test data set consists in Δz measured at 20 frequencies, each measurement being repeated $N'=10$ times, relative to all the considered configuration, but that was not already used in the learning data set. For quantifying the accuracy of the estimation corresponding to a given configuration (denoted by its index k in the formula below) among the 48 considered ones, let us define the following quantities: the bias of the estimates μ , the standard deviation σ of the estimates, and the RMSE

$$\mu = \frac{1}{N'} \sum_{k=1}^{N'} \hat{T}_k \quad (4)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N'} \sum_{k=1}^{N'} (\hat{T}_k - \mu)^2} \quad (5)$$

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N'} \sum_{k=1}^{N'} (\hat{T}_k - T_k)^2} \quad (6)$$

where T and \hat{T} represent the considered parameter (T_1 or T_2) and its estimate respectively. Due to the skin effect, the estimation is made more difficult as T_1 increases. The results depicted in Figures 6, 7 and 8 correspond to the best estimation case: $T_1 = 1$ mm, to the intermediate case $T_1 = 4$ mm and to the most difficult estimation case $T_1 = 8$ mm respectively. The curves represented on these figures link the points corresponding to the bias μ of the estimated values (Eq. 4) and the intervals traced around these points represent twice the standard deviations σ (Eq. 5) with respect to μ . In addition, Figure 9 provides with the RMSE of \hat{T}_1 and \hat{T}_2 for each of the eight T_1 thicknesses for which the estimation has been performed. The results that are obtained demonstrate the efficiency and the robustness of the ANN based multi-frequency EC NDE method which is proposed for estimating the distance between aeronautical aluminum alloy layers featuring an unknown and possibly large top layer thickness.

4. Conclusion

An EC NDE method has been proposed in order to estimate the distance between parts in multilayered aeronautical aluminum alloy assemblies featuring a top plate of unknown thickness. The choice of the EC method lies in the possibility of performing a non invasive evaluation carried out from the top of the structure. However, the estimation problem that is considered is difficult because of the lack of information of the measured EC data in the presence top plates as thick as 8 mm, and because it corresponds to an ill-posed inverse problem. The analysis of experimental data provided by a magnetic cup-cored coil sensor has highlighted the pertinence of basing the estimation method on the use of multi-frequency data. Moreover, for overcoming the uncertainties that may be introduced by the experimental set-up (inaccurate knowledge of the features of the assembly, mis-positioning of the sensor, possible loss of sensitivity due to the thickness of the top plate) as well as the to bypass the ill-posed inverse problem, a non-model approach based on the use of an ANN has been chosen. An ANN has been built from an experimental multi-frequency EC database. The estimation method was proved to be quite efficient and robust, even for configurations featuring a top layer thickness as high as 8 mm. Indeed, in the case of thin assemblies ($T_1 = 1$ mm), the RMSE relative to the estimation of the air gap was found to be less than 7 μm in the 60-300 μm range (T_1 being unknown), while the RMSE obtained for thick assemblies (worst case $T_1 = 8$ mm) was found to be less than 50 μm . With regards to the estimation of the top layer thickness, the RMSE was found to

range from 20 μm to 1.4 mm in the worst case. These results are rather encouraging and invite us to consider the use of dedicated and more sensitive EC probes (e.g. using Giant Magnetoresistance Receivers [29]), possibly in a wide band framework [30] and consider the evaluation of even thicker structures.

References

- [1] Capacitec Gap measurement systems, <http://www.capacitec.com/Products/Gap-Measurement-Systems>
- [2] Krautkramer, Josef and Krautkramer, Herbert, Ultrasonic Testing of Materials, 4th/revise edition, Springer Verlag, November 1990.
- [3] Udpa S, Moore P, Nondestructive Testing Handbook, Third Edition: Vol.5, Electromagnetic Testing, American, Nondestructive Testing Society, 2004
- [4] C.C. Cheng, C.V. Dodds, W.E. Deeds, General analysis of probe coils near stratified conductors, Int. J. Nondestruct. Test. 3 (1971) 109–130.
- [5] P. Huang, Z. Wu, Inversion of thickness of multi-layered structures from eddy current testing measurements, Science (Journal of Zhenjiang University, China) 5 (1) (2004) 86–91.
- [6] Bernieri, A., Betta, G., Ferrigno, L., Laracca, M., "Multi-frequency ECT method for defect depth estimation", Sensors Applications Symposium (SAS), 2012 IEEE, On page(s): 1 – 6
- [7] Pavo J., Gyimothy S., Adaptive inversion database for electromagnetic nondestructive evaluation, NDT & E International **40** (2007), pp. 192–202.
- [8] Yusa N, Huang H, Miya K, Numerical evaluation of the ill-posedness of eddy current problems to size real cracks, NDT&E International **40** (2007), pp.185–191.
- [9] P.-Y. Joubert, E. Vourc'h, A. Tassin, Y. Le Diraison, « Source separation techniques applied to the detection of subsurface defects in the eddy current NDT of aeronautical lap joints, NDT&E International 43 (2010) 606–614.
- [10] Hornik K, Stinchcombe M, White H., Multilayer feedforward networks are universal approximators, Neural Networks **2** (1989), pp.359-366.
- [11] Renakos I.T., Theodoulidis T.P., Panas S.M., Tsiboukis T.D., Impedance inversion in eddy current testing of layered planar structures via neural networks, NDT&E international, **30** (1997), pp. 69–74.
- [12] Upadhyaya B.R., Yan W., M.M. Behraves, G. HENRY Development of a diagnostic expert system for eddy current data analysis using applied artificial intelligence methods, Nucl Eng Des, 193 (1–2) (1999), pp. 1–11
- [13] Song S.J., Shin Y.K., Eddy current flaw characterization in tubes by neural networks and finite element modeling NDT&E Int, 33 (4) (2000), pp. 233–243
- [14] Yusa N., Chengb W., Chena Z, Miya K., Generalized neural network approach to eddy current inversion for real cracks, NDT&E International **35** (2002), pp.609–614.

- [15] Rao B.P.C., Raj B., Jayakumar T., Kalyanasundaram P., An artificial neural network for eddy current testing of austenitic stainless steel welds, *NDT&E Int*, 35 (6) (2002), pp. 393–398
- [16] Dolapchiev I., Brandisky K., Crack sizing by using pulsed eddy current technique and neural network, *Facta Universitatis, Ser Elec Energ*, 19 (3) (2006), pp. 371–377
- [17] Peng X., "Eddy current crack extension direction evaluation based on neural network," In proc. IEEE Sensors 2012, 28-31 Oct. 2012, pp.1-4
- [18] Rosado L. S., Janeiro F. M., Ramos P. M., Piedade M., "Defect Characterization With Eddy Current Testing Using Nonlinear-Regression Feature Extraction and Artificial Neural Networks," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.62, no.5, (2013), pp. 1207 – 1214
- [19] Tian Z., Zhang R., Tan J.W., Quantitative test of broken wire for steel rope based on the back-propagation artificial neural networks, *J China Coal Soc*, 31 (2) (2006), pp. 245–249
- [20] *Metals Handbook*, vol.2 – Properties and Selection: Nonferrous Alloys and Special-Purpose Materials, ASM International 10th Ed., 1990.
- [21] Amorese G. LCR/impedance measurement basics, Hewlet Packard back to basics seminar, 1997.
- [22] Vernon S.N., The universal impedance diagram of the ferrite pot core eddy current transducer, *IEEE trans magn* **25**(3) (1999), pp. 2639–2645.
- [23] Cung T.L., Joubert P.-Y, Vourc'h E., Larzabal P., On the interactions of an eddy current sensor and a multilayered structure, *Electronics Letters* **46**(23) (2010), pp.1550–1551.
- [24] Cung T. L., Joubert P. Y., Vourch E., Eddy current evaluation of air-gaps in aeronautical multilayered assemblies using a multi-frequency behavioral model, *Measurement* **44** (2011) 1108–1116.
- [25] Hornik K, Stinchcombe M, White H., Multilayer feedforward networks are universal approximators, *Neural Networks* **2** (1989), pp.359-366.
- [26] Levenberg K., "A method for the solution of certain non-linear problems in least squares," *The Quarterly of Applied Mathematics*, 1944, Vol. 2, pp. 164–168.
- [27] Hagan M.T., Menhaj M., Training feed-forward networks with the Levenberg-Marquardt Algorithm, *IEEE trans. on Neural Networks*, 5(6) (1994), pp.989-993.
- [28] Smith M. *Neural network for statistical modeling*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1993.
- [29] C. Dolabdjian, G. Wache, L. Perez, Improvement in the detection of subsurface fatigue cracks under airframe fasteners using improved rotating giant magneto-resistance magnetometer head, *Insight* **79** (3) (2007) 133–136.
- [30] Guang Yang; Tamburrino, A.; Udpa, L.; Udpa, S.S.; Zhiwei Zeng; Yiming Deng; Peiwen Que; , "Pulsed Eddy-Current Based Giant Magnetoresistive System for the Inspection of Aircraft Structures," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.46, no.3, pp.910-917, March 2010.

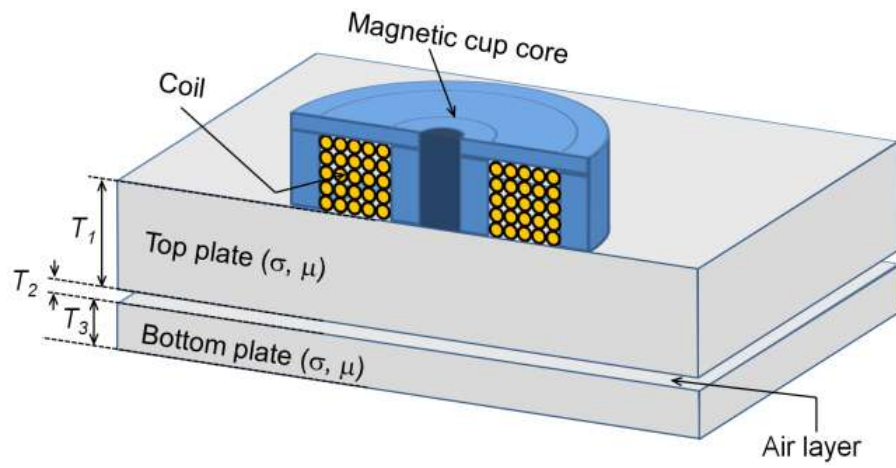
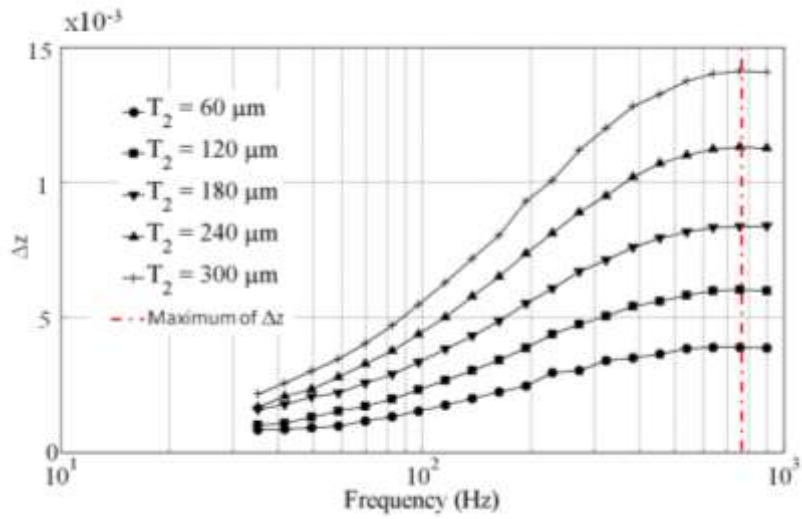
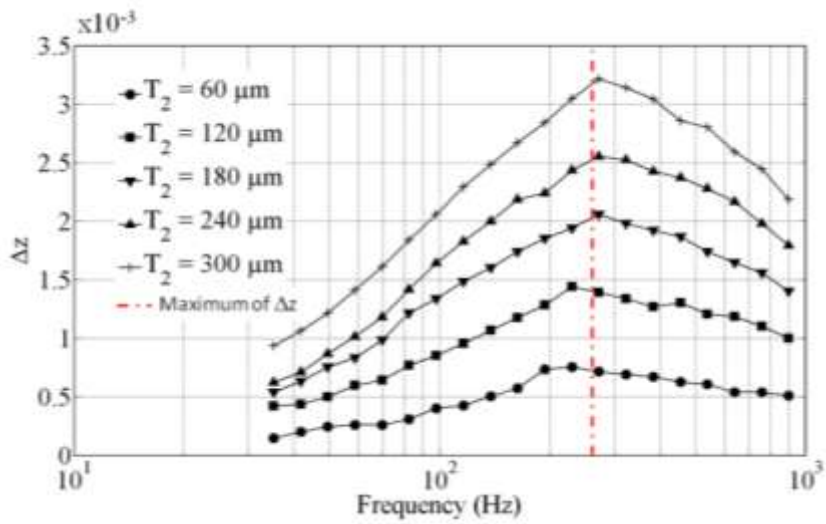


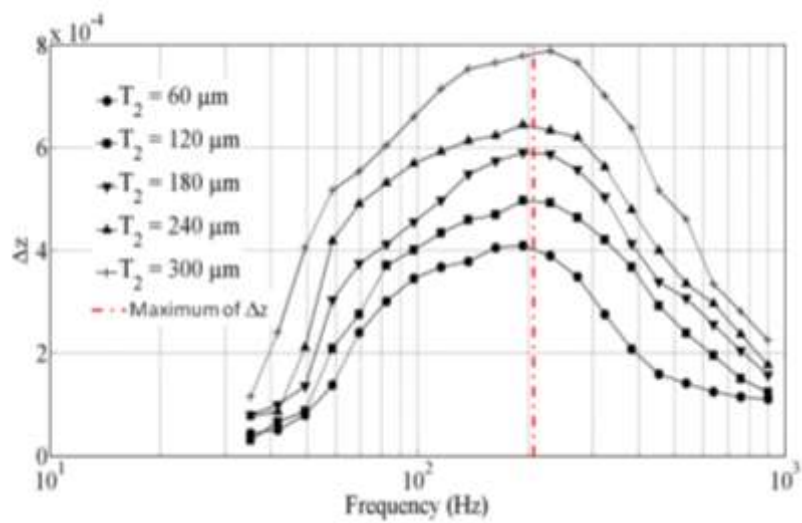
Figure 1. Cut view of the experimental set-up



(a)



(b)



(c)

Figure 2: Variations of $|\Delta z|$ in Ω , as a function of the frequency f , for different T_2 distances in assemblies such that $T_1 = 1$ mm (a), $T_1 = 4$ mm (b) and $T_1 = 8$ mm (c), T_3 being fixed at 2 mm.

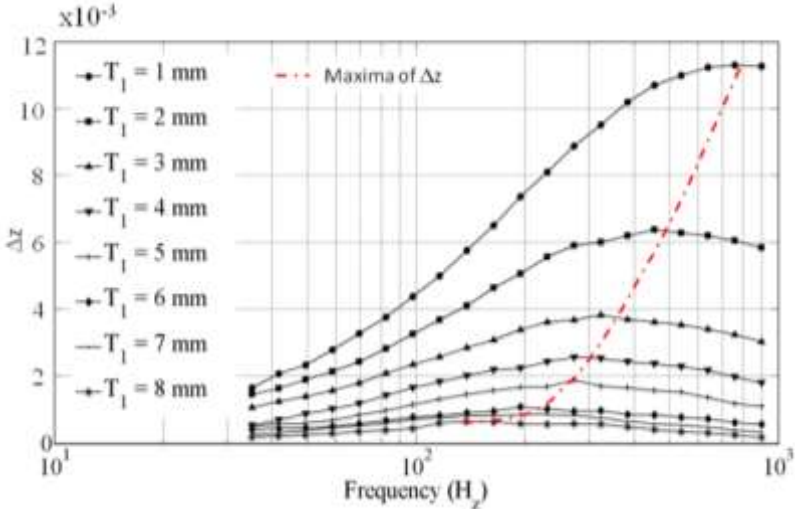


Figure 3: Variations of $|\Delta z|$ as a function of the frequency f , for different T_1 values, T_2 and T_3 being fixed at 120 μ m and 2 mm respectively.

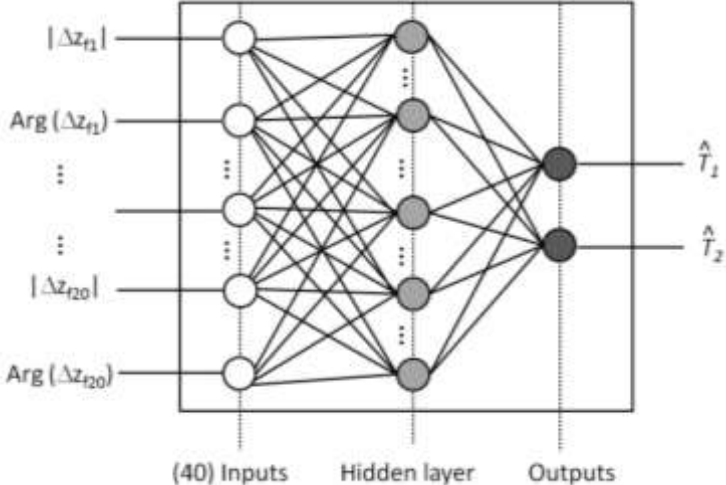


Figure 4: Structure of the ANN used for estimating the distance between parts in an aluminum assembly.

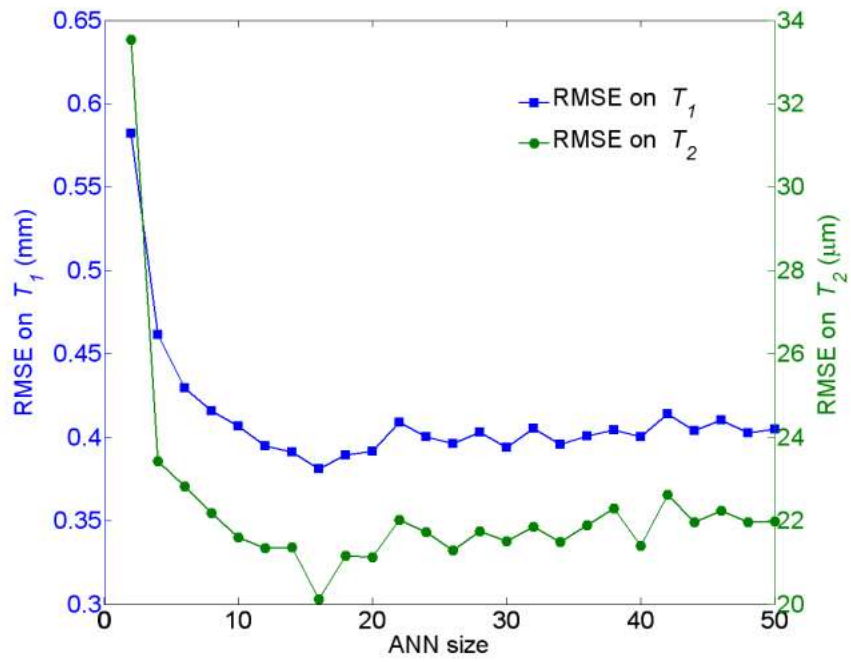
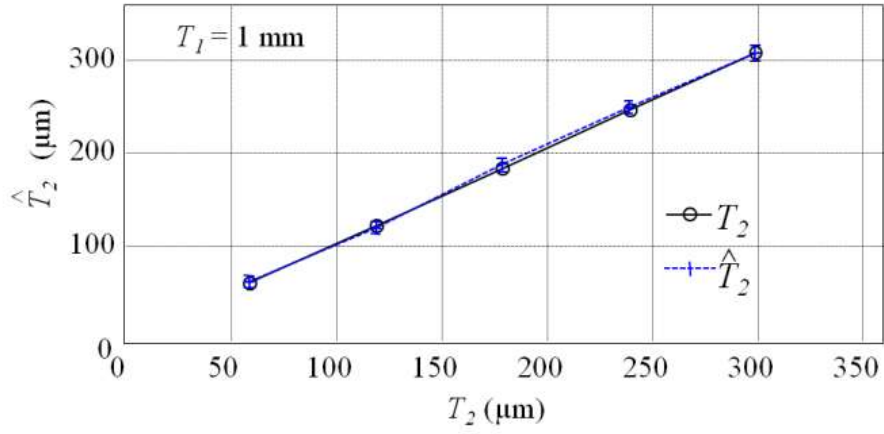
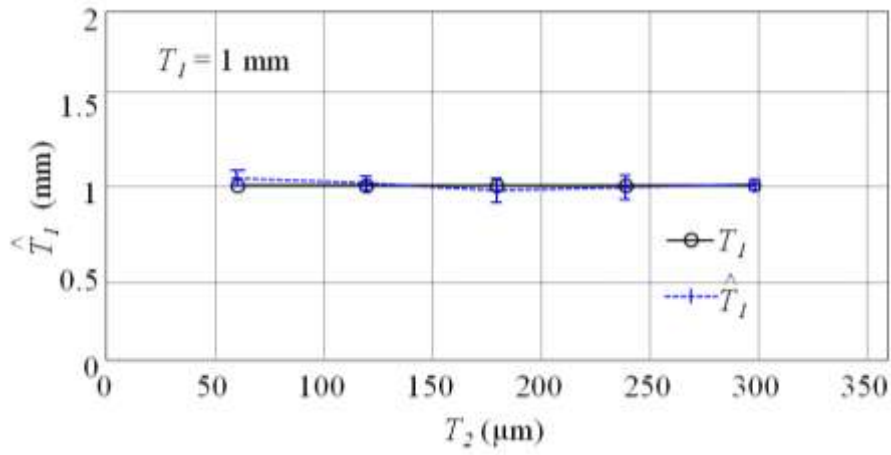


Figure 5: RMSE (generalization error calculated from the test database) on T_1 and on T_2 as a function of the size of the network.

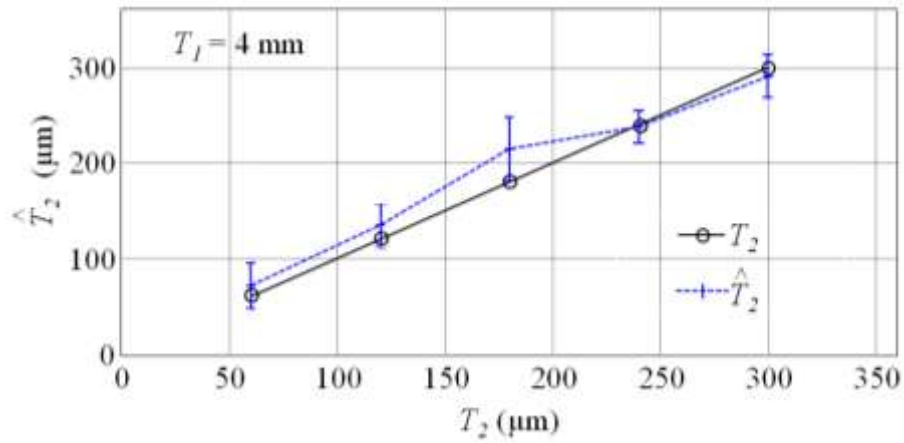


(a)

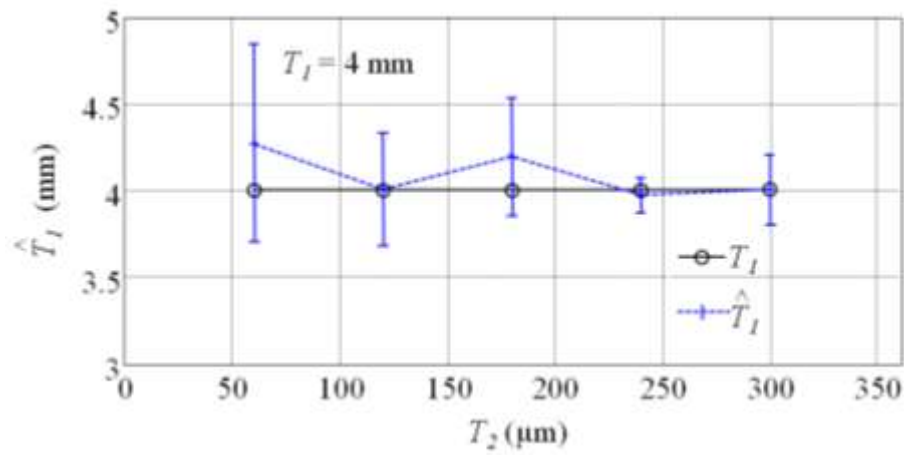


(b)

Figure 6: Results of joint estimation of T_1 and T_2 using an ANN, for $T_1 = 1$ mm and $T_2 \in [60 \mu\text{m} \ 300\mu\text{m}]$. (a) \hat{T}_2 . (b) \hat{T}_1 . The error bars correspond to the standard deviation σ , centered on the estimate bias μ .

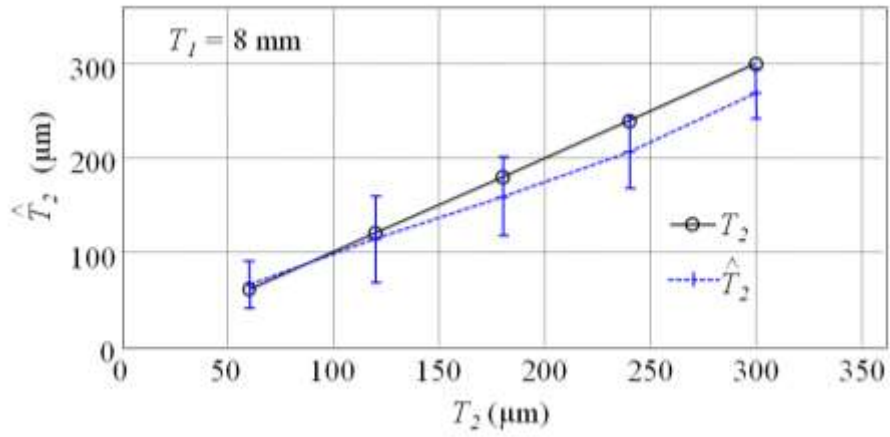


(a)

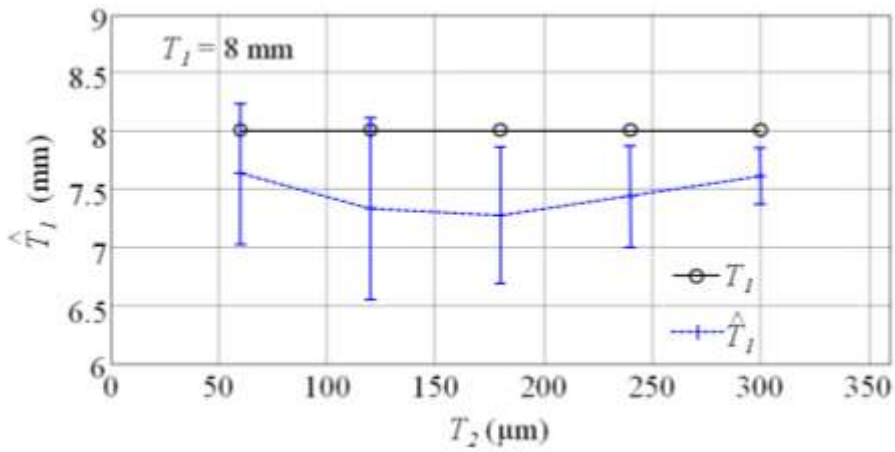


(b)

Figure 7: Results of joint estimation of T_1 and T_2 using an ANN, for $T_1 = 4 \text{ mm}$ and $T_2 \in [60 \mu\text{m} \ 300\mu\text{m}]$. (a) \hat{T}_2 . (b) \hat{T}_1 . The error bars correspond to twice the standard deviation σ , centered on the estimate bias μ .

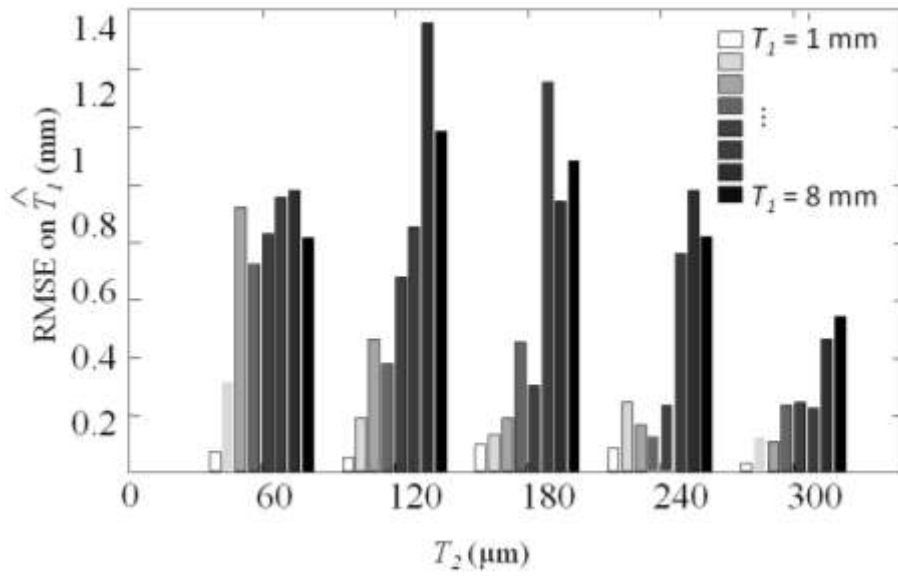


(a)

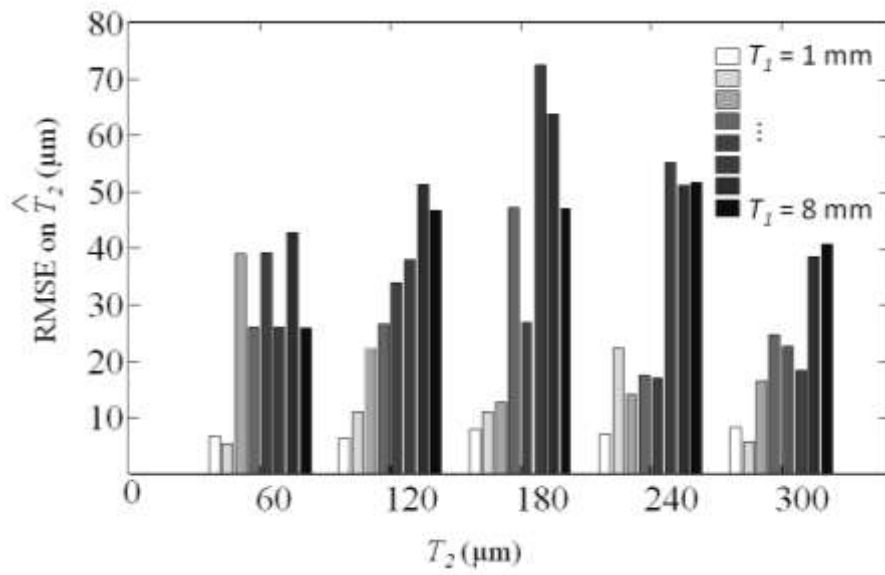


(b)

Figure 8: Results of joint estimation of T_1 and T_2 , for $T_1 = 8 \text{ mm}$ and $T_2 \in [60 \mu\text{m} - 300\mu\text{m}]$. (a) \hat{T}_2 . (b) \hat{T}_1 . The error bars correspond to twice the standard deviation σ , centered on the estimate bias μ .



(a)



(b)

Figure 9: RMSE on \hat{T}_1 (a) and \hat{T}_2 (b), calculated according to (6), for $T_1 \in [1 \text{ mm} - 8 \text{ mm}]$ and $T_2 \in [60 \mu\text{m} - 300\mu\text{m}]$.

A novel modeling of surface breaking defects for eddy current quantitative imaging

Vincent Thomas, Pierre-Yves Joubert, Eric Voure'h, Dominique Placko

SATIE, ENS Cachan, PRES UniverSud

61 Av. du Président Wilson

94230 Cachan, France

Vincent.thomas@satie.ens-cachan.fr

Abstract—A simplified electromagnetic modeling is proposed for the eddy current imaging of surface breaking defects. The model assumes that the interactions between the eddy currents and a defect are equivalent to current sources placed inside the defect. The use of the distributed point source method is thus suitable for implementing the model. An example is provided considering the case of aeronautical fastener holes. The results given by the proposed model are confronted with experimental data obtained with an eddy currents imaging probe as well as with finite elements modeling simulations and good agreement is shown.

Keywords—component; eddy currents; non destructive evaluation; probe / defect interactions; electromagnetic modeling.

I. INTRODUCTION

The quantitative nondestructive evaluation (NDE) of in-service metallic components is a relevant issue in industrial domains such as nuclear energy or aeronautics. Indeed, it is of vital importance that defects detected in key components should be accurately located and sized, so that well-adapted mending or replacement operation can be scheduled: the quantitative NDE is a key issue for the lifetime management of components, from both technical and economical stand points.

Among the possible NDE techniques, the eddy current (EC) method is widely used since it is a sensitive, eco-aware, robust and easy to implement solution. The method basically consists in the induction of EC within the inspected component, and in the measurement of the interactions of the EC and the defect, at the surface of the component. However, conventional EC sensors solutions are not entirely satisfactory [1]. Firstly they induce time consuming procedure, and secondly they are prone to human error [2], since EC raw signals are not easily related to the features of the defects. Indeed, the EC inverse problem, - i.e. the problem of quantitatively determining the position and size of the defects from the raw EC measurements - is ill-posed [3], due among other reasons to the non linearity of the interactions and to the incompleteness of the available data [4].

Nevertheless, various approaches have been proposed to solve the inverse problem. Among them, iterative approaches have been implemented using accurate forward modeling of the EC probe / defects interactions combined with prior knowledge so as to overcome the lack of information of the measured data [5].

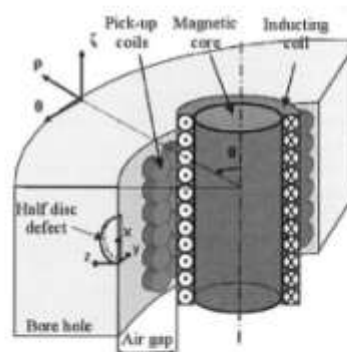


Figure 1. Scheme of a flawed cylindrical fastener and of a multisensor EC imaging probe.

Optimized inversion databases have also been proposed to reduce the computational efforts in the inversion process [4], and classification approaches have been implemented so as to deal with the inverse problem as with a problem of "recognition" of defect classes, using numerically or experimentally predefined databases [6,7]. In these approaches, a trade-off between accuracy and computational cost has to be dealt with, as well as the robustness towards noisy or unexpected data.

In order to avoid these inconveniences, a judicious approach could consist in the use of EC probes designed so that a simplified and computationally efficient interaction modeling can be implemented. In this paper, we consider the interactions of the EC induced by such an imaging probe with small defects. We propose to model these interactions using virtual current sources distributed inside the defect volume and to implement the model by means of the distributed point source method (DPSM) [9], which allows computationally efficient inversion algorithms to be implemented. In this paper, we consider the EC NDE of small surface-breaking defects in aeronautical fastener bore holes. Firstly, we describe the geometry of the component and the multi-elements EC probe dedicated to its imaging, that was designed in previous works [8], and we analyze their interactions. Secondly, we report on a simplified DPSM modeling approach of these interactions. Finally, the model is implemented and validated by comparison

with finite element (FE) modeling results and experimental data.

II. WING FASTENER AND DEDICATED NDE EC PROBE INTERACTIONS

The example that is chosen for studying the modeling of the interactions between EC and surface breaking defects is an aeronautical fastener. Indeed, when dismantled, such aluminum alloy elements exhibit cylindrical bore holes that can be inspected from the inside, so as to check for surface fatigue cracks. Here, we consider a fastener made up of the Al 2024 T3 aluminum alloy, featured by a 52 cm inner diameter and a 100 cm height bore hole. The defects that may appear can be assimilated to notches of small aperture featuring a half a disc shape, and oriented along the axial axis z (Fig.1). In practice, their radius and aperture will be considered to be 0.5 mm and 200 μm respectively.

An EC imaging multi-elements probe has recently been proposed [8] for the NDE of such structures. It consists in a cylindrical inducer wound around a magnetic core, which is coaxial with the fastener and associated with a matrix of pick-up coils (Fig. 1). In the absence of a defect, the EC induced inside the fastener flow along the azimuth direction θ . Such an inducer configuration aims at maximizing the intensity of the induced EC so as to maximize the interactions with a defect, if present [8]. At the vicinity of the defect, the deviation of the current flow modifies the B_z axial component of the magnetic flux density and gives rise to nonzero B_r , radial and B_θ azimuth components. It is to be noted that close to the defect the surface of the cylinder can be considered as a plane.

For this reason, in the following, a Cartesian local coordinate system (x, y, z) will be used (Fig. 1) for the sake of simplicity. The variations of B_z , the component of the magnetic flux density due to the defect along the y axis are drawn in the magnetic field due to the excitation coil. Consequently the pick-up coils of the sensing matrix had better be oriented so as to be sensitive to one of the other magnetic field density components B_x and B_y . Fig. 2 shows the cartographies of B_x and B_y at the vicinity of a defect obtained by finite elements modelling. The fact that B_y is of higher amplitude than B_x inclines to orientate the pick up coils coaxially to z (Fig. 1), as what was done with the sensor used in practice.

III. SIMPLIFIED MODEL OF A DEFECT RESPONSE

The proposed model is based on the assumption that the EC/defect interactions can be modeled by virtual current sources, placed inside the defect volume. These sources are chosen equal in amplitude and in phase opposition to those which would be present in the same volume if a defect-free material. For implementing such a model, the DPSM approach seems suitable, since it relies on the use of distributed radiating point sources.

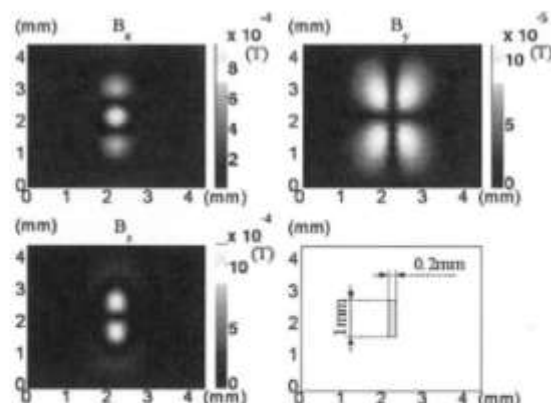


Figure 2. Distribution of the magnetic flux density in the (x,y) plane at $z = -0.2$ mm, obtained by finite elements modeling. Moduli of the B_x , B_y , and B_z , and representation of the defect in the (x,y) plane.

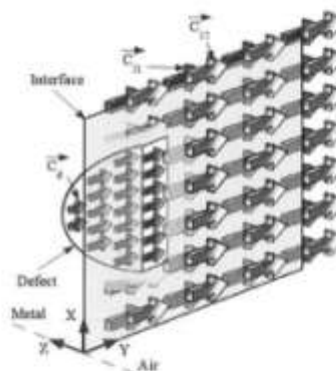


Figure 3. Arrangement of the point sources for the DPSM modeling of the flawed wing fastener.

For electromagnetic problems, these point sources may be current densities that radiate according to Green functions [9]. Among them, some are used to take the boundary conditions, reflections and transmissions at interfaces into account. Then, the quantities of interest such as the magnetic or electric fields shall be derived from the vector potential only at the wished observation points. Thus, the meshing of the whole studied geometry is not required.

With regards to the case of the flawed wing fastener, we propose to place virtual current point sources inside the volume of the defect, as explained above, as well as point sources at the metal/air interface for taking the boundary conditions into account, in accordance with the principles of the DPSM, as depicted in Fig. 3.

Classically, in DPSM simulations, the current sources that are considered are current circulations along elementary lengths and their unit is the A.m [9]. In the example described above, according to the currents direction, this elementary length is dy .

Let us denote \vec{C}_d the current sources located inside the defect and let the interface current sources that radiate towards the media 1 (air) and 2 (metal) be \vec{C}_{21} and \vec{C}_{12} respectively. The \vec{C}_d sources can be calculated easily, provided the inductor and the fastener characteristics and then, provided \vec{C}_d , \vec{C}_{21} and \vec{C}_{12} can be determined according to the interface conditions :

$$\vec{A}_1 = \vec{A}_2 \quad (1)$$

$$\frac{1}{\mu_1} \frac{\partial \vec{A}_1}{\partial \vec{n}} = \frac{1}{\mu_2} \frac{\partial \vec{A}_2}{\partial \vec{n}} \quad (2)$$

where \vec{A}_1 and \vec{A}_2 are the vector potentials in the media 1 and 2 on both sides of the interface.

Once every current source is determined, it is possible to deduce the vector potentials \vec{A} as they are solutions of Green's equation:

$$\nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (3)$$

where \vec{J} denotes the current density, μ is the magnetic permeability of the medium and $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon - j\omega \sigma \mu$, where ω is the angular frequency of the current and ϵ and σ are the dielectric permittivity and conductivity of the medium respectively.

According to the superposition principle, the vector potential \vec{A} can be calculated at any point of the space as the sum of the contributions of the current sources (4). In medium 1, \vec{A} is due to the \vec{C}_{21} sources and in medium 2, \vec{A} is due to the \vec{C}_{12} and the \vec{C}_d sources [9].

$$\vec{A}(\vec{r}) = \begin{pmatrix} \frac{\mu}{4\pi} \sum_i C_{xi} \cdot \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \\ \frac{\mu}{4\pi} \sum_i C_{yi} \cdot \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \\ \frac{\mu}{4\pi} \sum_i C_{zi} \cdot \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_x(\vec{r}) \\ A_y(\vec{r}) \\ A_z(\vec{r}) \end{pmatrix} \quad (4)$$

Where \vec{r} is the position vector at which \vec{A} is calculated, i indexes the current sources that contribute to $\vec{A}(\vec{r})$, R_i is the distance separating the observation point from the source i , (C_x, C_y, C_z) are the components of the \vec{C}_i current source of index i and (A_x, A_y, A_z) are the components of \vec{A} , both in the local coordinate system.

Finally, after calculating \vec{A} , the magnetic flux density \vec{B} can be derived

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (5)$$

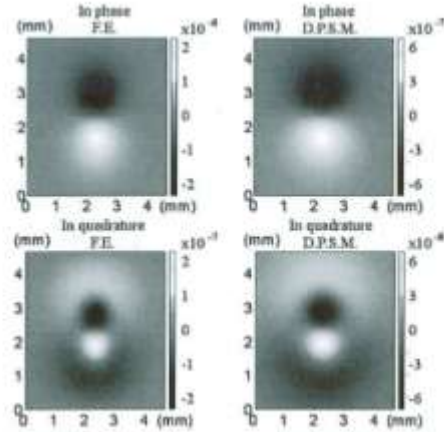


Figure 4. Distribution of B , in the (x,y) plane at $z = -0.7$ mm, computed by FE modeling and by DPSM.

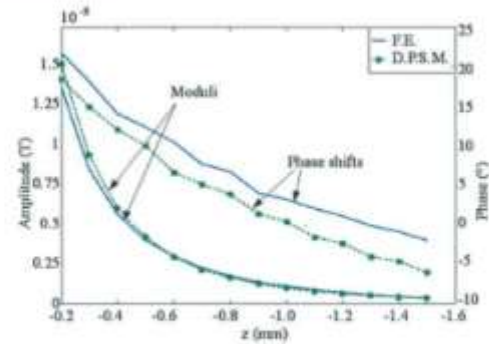


Figure 5. Evolution of the amplitude and phase of the maximum value of the distribution of B (FE and DPSM modeling) in the (x,y) plane, versus z . The amplitude of the DPSM is multiplied by $1/\alpha$ for better comparison.

For the sake of accuracy, the discretization of the problem (i.e. the number of used sources) has to be sufficient. Therefore, the distances which the point sources are spaced out from each other must be chosen significantly smaller than the electromagnetic wavelength in the medium.

Cartographies of the magnetic field density at the surface of the flawed fastener described in section 2 have been computed using the above modeling. Fig.4 shows simulation results obtained considering EC at 100 kHz and using 65 \vec{C}_d sources as well as 45×45 \vec{C}_{21} and 45×45 \vec{C}_{12} sources evenly distributed on a square interface area of 45×45 mm². The comparison of these results with data resulting from the FE modeling (Fig. 4) of the same problem prove to be quite close in terms of defect signature in the (x,y) plane. However, one can note that the amplitude of the DPSM signature is smaller than that of the FE modeling, with a ratio of $\alpha = 0.3$. This ratio can be attributed to the fact that the FE results are relative to the actual EC 3D flow in the vicinity of the defect, while the

DPSM modeling is used under some simplification assumptions according to which the EC/defect interactions can be modelled by virtual "defect" currents oriented along the y axis. Furthermore, applying the $1/\alpha$ factor to the DPSM results, we have plotted (Fig. 5) the evolution of the amplitude and phase of the maximum value of B_z computed by FE and DPSM modeling, along the z axis. These FE and DPSM results prove to be very close.

IV. EXPERIMENTAL VALIDATION :

For further validation of the proposed model, simulation results were also compared to measurements. The experimental conditions were set to be identical to those of the simulated case and the pick-up coils of the probe that was used were oriented so as to be sensitive to the B_z component of the magnetic flux density. The measurement of their output electromotive force (EMF) was performed by means of an impedance analyzer (HP4192A) and the EMF cartography obtained at the vicinity of the defect was mapped (Fig. 6).

On the other hand, the EMF cartography that would be sensed by the same pick-up coils as those used in practice was calculated considering the magnetic flux densities simulated previously, either for the DPSM or FE data. For these EMF calculations, the pick-up coils characteristics, that is their dimensions, the number of layers, the number and the diameters of the turns on each layer, were taken into account [8]. Fig. 7 shows the Lissajous plots relative to the experimental, FE and DPSM EMF appearing at the ends of a pick-up coil moving above the defect along the x axis, for a 100 kHz EC frequency. It is to be noted that the shape, amplitude and phase of the three Lissajous plots are in very good agreement, provided that the $1/\alpha$ factor is applied to the DPSM data. The similarity between these results enables the use of the proposed point sources modeling to be envisaged with a view to quantitative EC imaging.

CONCLUSIONS :

We reported on a simple modeling of EC/defects interactions in the context of the quantitative NDE of metallic components.

The model relies on the assumption that the EC/defects interactions are equivalent to the effects of virtual current sources placed inside the defect. The model was implemented using the DPSM in the case of small surface breaking defects in wing a fastener bore hole. Comparison with FE modeling and experimental data was performed and showed good agreement. These results enable us to envisage the use of the proposed model for the implementation of computationally efficient defect data inversion algorithms.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors thank MM. Boyer, Dessendre and Trétout, from Dassault-Aviation for their help and support.

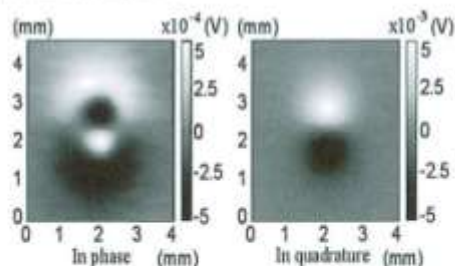


Figure 6. Cartography of the EMF obtained using the experimental setup at 100 kHz, in the vicinity of the defect. In-phase and in-quadrature distributions.

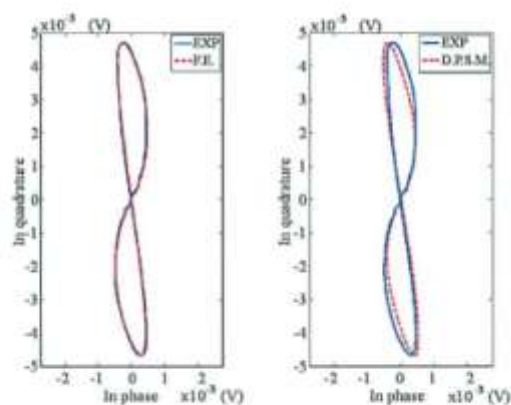


Figure 7. Lissajous plots of the experimental and FE data, and of experimental and DPSM data, obtained at 100kHz at the ends of a pick-up coil moving along the x axis above the defect. An $1/\alpha = 3.3$ factor was applied to the DPSM data.

REFERENCES

- [1] D. Moore and F. Spencer, Interlayer Crack Detection Results Using Sliding Probe Eddy Current Procedures, in : Proceedings of 10th Asia-Pacific Conference on Non-Destructive Testing, Brisbane, Australia, 2001.
- [2] F. Lingvall and T. Stepinski, Automatic detecting and classifying defects during eddy current inspection of riveted lap joints, NDT&E Int 2000;33(1): 47-55.
- [3] N. Yusa, H. Huang, K. Miya, Numerical evaluation of the ill-posedness of eddy current problems to size real cracks, NDT&E Int 2007;40: 185-191.
- [4] J. Pávó, S. Gyimóthy, Adaptive inversion database for electromagnetic non-destructive evaluation, NDT&E Int 2007;40:192-202.
- [5] D. Prémel and P. Baussard, Eddy current evaluation of 3D flaws in flat conductive materials using a bayesian approach, Inverse Problems, 2002;18:1873-1889.
- [6] R. Smid, A. Docekal, M. Kreidl, Automated classification of eddy current signatures during manual inspection, NDT&E Int 2005;38:462-470.
- [7] Y. Le Diraison, P.-Y. Joubert, D. Placko, Characterization of subsurface defects in aeronautical riveted lap-joints using multi-frequency eddy current imaging, NDT&E Int 2009;40:133-140.
- [8] V. Thomas, P.-Y. Joubert, E. Vourc'h, Study for the design of an eddy current array probe for the imaging of aeronautical fastener holes. To be published in Sens. Let. Vol.7, 1-6, 2009.
- [9] D. Placko, T. Kundu, DPSM for modeling engineering problems. John Wiley & Sons, Hoboken, USA, 2007.

Les travaux rapportés dans ce mémoire couvrent les deux thématiques de recherche auxquelles je me suis successivement consacré : celle des systèmes optique-hyperfréquences, et celle des systèmes de capteurs et d'imagerie basses fréquences appliqués soit à la mesure de champ magnétique et de courant, soit au contrôle non destructif par courants de Foucault.

Les perspectives que je me propose maintenant d'esquisser portent naturellement uniquement sur la seconde de ces thématiques.

Capteurs magnétiques et de mesure de courant

Les capteurs magnétiques ont une multitude d'utilisations qui couvrent notamment la mesure de position, de vitesse, d'angle, le contrôle non destructif, la lecture de mémoires magnétiques ou la mesure de courant.

Les nombreux travaux de recherche liés à cette dernière application sont mus par d'importants enjeux sociétaux qui touchent au contrôle de la conversion d'énergie et à l'optimisation des rendements énergétiques.

Le problème que nous nous posons dans les travaux que nous menons depuis plusieurs années au SATIE en collaboration avec la société Neology sur les capteurs à *Effet Néel*, est celui d'analyser leurs caractéristiques et de les optimiser dans l'optique de répondre à des besoins applicatifs spécifiques. Ceci passe potentiellement par des choix relatifs aux matériaux utilisés, par des choix touchant à l'architecture des capteurs, par des options d'instrumentation, ou même par du traitement du signal, ce qui fait du capteur instrumenté en vue d'une application précise un véritable système.

Notre approche de ce problème s'organise selon une phase de modélisation, une phase d'étude de topologies, et enfin une phase de caractérisation :

- la modélisation est conçue en tant qu'outil d'analyse des principes et des caractéristiques des capteurs, et en tant que moyen de démontrer certaines propriétés et potentialités ;
- les choix topologiques et de mise en œuvre des capteurs sont étudiés en tant que moyens d'atteindre certaines performances métrologiques mais aussi certaines conditions de fonctionnement ;
- la caractérisation des capteurs ou systèmes de mesure est, elle, utilisée comme moyen de valider d'une part les principes établis grâce à la modélisation, et d'autre part les choix topologiques et d'instrumentation et les propriétés qui s'y attachent.

L'application vers laquelle nos travaux tendent désormais est la mesure de courants forts AC et DC. Nos études les plus récentes (menées dans le cadre d'un projet FUI : « Matériaux Magnétiques pour Machines et Transformateurs (3MT) », (pôle de compétitivité ASTECH)) portent sur un capteur instrumenté autonome de mesure de courants DC, qui grâce à une compensation de flux offre déjà de bonnes performances de linéarité et de précision de mesure (sur une plage s'étendant de 1 A à 600 A).

Dans le droit fil de ces travaux, nous projetons à moyen terme de mener, en nous appuyant sur l'approche décrite ci-dessus, des études de compatibilité électromagnétique. Elles concerneront l'influence que peuvent avoir sur la mesure les champs induits par des conducteurs externes, mais aussi les effets des propres bobinages des capteurs, et l'effet du champ magnétique terrestre.

Nous projetons également des travaux relatifs à une future génération de capteurs fonctionnant à flux nul et devant permettre à la fois des mesures AC et DC.

Systemes multi-capteurs et d'imagerie par courants de Foucault

Afin de réaliser le contrôle ou l'évaluation non destructifs de structures électriquement conductrices, nous développons au SATIE des systèmes multi-capteurs et d'imagerie à courants de Foucault (CF). Ces travaux s'inscrivent dans un contexte sociétal où les enjeux sont à la sécurisation et au développement durable des systèmes industriels dont il s'agit de prolonger la durée de vie tout en garantissant une sécurité de fonctionnement maximum.

Les problèmes que nous nous posons dans ce domaine tendent généralement à caractériser finement les paramètres de structures de géométries relativement complexes.

Pour cela notre approche consiste à aborder de manière coordonnée la conception du capteur (voire souvent du multi-capteur ou autre procédé de mesure), son instrumentation, la modélisation électromagnétique de ses interactions avec le milieu environnant et le traitement du signal. Ceci afin

- d'adapter la topologie du multi-capteur et son instrumentation à l'objet à contrôler de façon à optimiser les caractéristiques des mesures (sensibilité, rapport signal sur bruit, résolution...);
- de choisir cette topologie de façon à ce qu'un modèle électromagnétique favorisant la résolution du problème inverse (qui consiste à remonter aux caractéristiques que l'on veut déterminer en partant des signaux mesurés) puisse être conçu ;
- de concevoir un traitement du signal afin de résoudre le problème inverse.

Divers systèmes de contrôle ou d'imagerie 2D/3D à base de multi-capteurs pour la détection et l'évaluation de défauts dans des structures aéronautiques ont été développés selon cette méthode ; tels une sonde multi-éléments associée à des techniques de séparation de sources, dédiée à la détection rapide de défauts naissants au pied de rivets ; tels une sonde pour l'imagerie de défauts dans des alésages d'attaches de voilures aéronautiques (dans le cadre d'une collaboration avec Dassault Aviation) associée à des méthodes reconstruction de défauts par techniques de régularisation.

En ce qui concerne l'avenir proche, nous venons de lancer une collaboration avec le Laboratoire de Spécification et Vérification (LSV) de l'ENS Cachan et l'Institut d'Electronique Fondamentale (IEF) qui doit s'étendre sur deux ans. Elle concerne la caractérisation de structures conductrices par inversion symbolique de données CF. La méthode d'inversion en question repose sur l'équation de Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB), qui est une équation différentielle partielle intervenant dans différents problèmes, et notamment dans les problèmes d'inversion consistant à synthétiser le domaine d'un obstacle (ou d'un défaut) caché, en observant les modifications introduites dans un champ physique. Il a en effet été démontré que ces problèmes de localisation pouvaient se résoudre par la méthode des ensembles de niveaux (level set) en cherchant, non pas le domaine de l'obstacle lui-même, mais une surface ou un volume qui l'intersecte au niveau 0. La détermination de la surface ou du volume en question peut se faire par la résolution d'une équation HJB. Cette méthode paraît a priori adaptée à l'évaluation des paramètres géométriques des structures telles que rencontrées dans les problèmes d'END par CF. Notre objectif est d'en explorer les potentialités en nous référant aux études déjà réalisées au SATIE sur des problématiques similaires.

Une voie expérimentale a été inaugurée récemment au laboratoire, qui concerne l'imagerie magnéto-optique en mode impulsif. Elle vise à exploiter des données CF spatio-temporelles afin de caractériser des structures planaires selon leurs trois dimensions. Sur la base des premiers résultats obtenus concernant notamment l'imagerie de fissures calibrées plus ou moins profondes ou enfouies dans une structure en aluminium, nous projetons de concevoir un imageur magnéto-optique dédié au fonctionnement impulsif (ce qui n'est pas véritablement le cas de notre dispositif actuel), de nous attacher à la modélisation du problème, et de l'associer à des méthodes de traitement du signal afin de résoudre le problème inverse, et ainsi caractériser les structures.

Nous formons également pour l'avenir un projet exploratoire concernant le contrôle santé intégré. Il s'agit d'étudier le potentiel de capteurs inductifs qui soient intégrés aux structures lors de leur fabrication, par exemple des bobines plates insérées entre deux couches d'un assemblage métallique, ou placées sous celui-ci. Ces capteurs destinés à réaliser la fonction d'émission du système de CND auront, entre autres avantages, celui de pouvoir être placés aux endroits sensibles de la structure, c'est-à-dire les plus susceptibles de voir apparaître des défauts. Il pourra également être envisagé d'utiliser les capteurs enfouis à la fois comme

émetteurs et récepteurs. Dans le premier cas de figure, considérant des pièces à contrôler de géométrie plane, la mesure faite en surface pourra éventuellement l'être au moyen d'un imageur magnéto-optique. Ces travaux seront une fois de plus abordés avec l'approche *système* rappelée plus haut, afin, considérant une application donnée, d'optimiser la conception du réseau de capteurs enfouis et de déterminer les bonnes stratégies d'émission réception, de développer des modèles du problème électromagnétique correspondant et parallèlement des méthodes d'inversion adaptées. Il s'agit là d'un champ d'investigation encore neuf qui pourrait être étendu à des géométries autres que planes, et pour lesquelles on pourrait imaginer tirer parti des progrès technologiques en matière de réalisation de capteurs inductifs en intégrant aux structures des capteurs souples.

Pour amorcer ce projet, nous établissons actuellement une collaboration avec un enseignant-chercheur de l'Institut Polytechnique de Hanoï, ancien doctorant du SATIE, et dans ce cadre nous prévoyons de co-encadrer un doctorant.

Bibliographie du chapitre 1

- [Agr 10] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems, 4th Edition*, 2010.
- [Che 97] D. Chen, H. R. Fetterman, A. Chen, W. H. Steier, L. R. Dalton, W. Wang, and Y. Shi, "Demonstration of 110 GHz electro-optic polymer modulators," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 70, no. 25, p. 3335, 1997.
- [Dal 99] L. Dalton, A. Harper, A. Ren, F. Wang, G. Todorova, J. Chen, C. Zhang, and M. Lee, "Polymeric Electro-optic Modulators: From Chromophore Design to Integration with Semiconductor Very Large Scale Integration Electronics and Silica Fiber Optics," *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 38, no. 1, pp. 8–33, Jan. 1999.
- [Eil 98] P. Eilenberger, G., Pfeiffer, T., Van de Voorde, I., & Vetter, "Optical solutions for the access network," *Alcatel Telecommun. Rev.*, vol. 3, pp. 225–231, 1998.
- [Erl 01] H. Erlig, B. Tsap, D. Chang, A. Szep, W. H. Steier, H. R. Fetterman, and L. R. Dalton, "Recent advances in electrooptic polymer modulators incorporating highly nonlinear chromophore," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 7, no. 5, pp. 826–835, 2001.
- [Fet 98] H. Fetterman, A. Udupa, D. Chan, D. Bhattacharya, B. Tsap, S. Lee, A. Chen, J. Chen, W. Steier, and L. Dalton, "Polymer modulators with bandwidth exceeding 100 GHz," in *24th European Conference on Optical Communication. ECOC '98 (IEEE Cat. No.98TH8398)*, vol. 1, pp. 501–502.
- [For 99] J. R. Forrest, "Communication networks for the new millennium," in *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.99CH36282)*, vol. 2, pp. 507–511.
- [Gla 84] A. M. Glass, A. M. Johnson, D. H. Olson, W. Simpson, and A. A. Ballman, "Four-wave mixing in semi-insulating InP and GaAs using the photorefractive effect," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 44, no. 10, p. 948, 1984.
- [Gli 96] U. Gliese, S. Norskov, and T. N. Nielsen, "Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 10, pp. 1716–1724, 1996.
- [Gna 04] A. H. Gnauck, X. Liu, X. Wei, D. M. Gill, and E. C. Burrows, "Comparison of Modulation Formats for 42.7-Gb/s Single-Channel Transmission Through 1980 km of SSMF," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 16, no. 3, pp. 909–911, Mar. 2004.

- [Gna 05] P. J. Gnauck, A.H.; Winzer, "Optical phase-shift-keyed transmission," *Light Technol. J.*, vol. 23, no. 1, pp. 115–130, 2005.
- [He 02] M. He, T. M. Leslie, J. A. Sinicropi, S. M. Garner, and L. D. Reed, "Synthesis of Chromophores with Extremely High Electro-optic Activities. 2. Isophorone- and Combined Isophorone–Thiophene-Based Chromophores," *Chem. Mater.*, vol. 14, no. 11, pp. 4669–4675, Nov. 2002.
- [Her 96] D. Hervé, B. Mainguet, S. Pinel, R. Coquille, A. Poudoulec, and F. Delorme, "Narrow-band WDM spectrum analyser without mechanical tuning," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 9, p. 838, 1996.
- [Kit 98] K. Kitayama, "Architectural considerations of radio-on-fiber millimeter-wave wireless access systems," in *1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics. Conference Proceedings (Cat. No.98EX167)*, pp. 378–383.
- [Kog 69] H. Kogelnik, "Coupled wave theory for thick hologram gratings," *Bell Syst. Tech. Journal*, vol. 48, no. 9, pp. 2909–2947, 1969.
- [Lab 01] P. Labbe, "Etude de solutions polymers pour la radio sur fibre," Ecole normale supérieure de Cachan, 2001.
- [Loa 04] A. Loayssa, R. Hernandez, and D. Benito, "Optical Single-Sideband Modulators and Their Applications," *Fiber Integr. Opt.*, vol. 23, no. 2–3, pp. 171–188, Jan. 2004.
- [Mai 88] B. Mainguet, "Characterization of the photorefractive effect in InP:Fe by using two-wave mixing under electric fields," *Opt. Lett.*, vol. 13, no. 8, p. 657, Aug. 1988.
- [Nirm 00] A. Nirmalathas, D. Novak, C. Lim, R. B. Waterhouse, and D. Castleford, "Fiber networks for wireless applications," in *LEOS 2000. 2000 IEEE Annual Meeting Conference Proceedings. 13th Annual Meeting. IEEE Lasers and Electro-Optics Society 2000 Annual Meeting (Cat. No.00CH37080)*, vol. 1, pp. 35–36.
- [Nov 09] R. Novak, D., Nirmalathas, A., Lim, C., & Waterhouse, *Fibre Radio Technology. Microwave Photonics: Devices and Applications*. Wiley, pp. 169–1990, 2009.
- [Par 97] J. Park, W. V. Sorin, and K. Y. Lau, "Elimination of the fibre chromatic dispersion penalty on 1550 nm millimetre-wave optical transmission," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 6, p. 512, 1997.
- [Sar 07] S. Sarkar, S. Dixit, and B. Mukherjee, "Hybrid Wireless-Optical Broadband-Access Network (WOBAN): A Review of Relevant Challenges," *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 11, pp. 3329–3340, Nov. 2007.
- [See 98] A. J. Seeds, "Broadband fibre-radio access networks," in *International Topical Meeting on Microwave Photonics. Technical Digest (including High Speed Photonics Components Workshop) (Cat. No.98EX181)*, pp. 1–4.
- [See 02] A. J. Seeds, "Microwave photonics," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 877–887, Mar. 2002.
- [Smi 97] G. H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, "Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 8, pp. 1410–1415, 1997.
- [Ver 97] E. Vergnol, F. Devaux, D. Jahan, and A. Carencio, "Fully integrated millimetric single-sideband lightwave source," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 23, p. 1961, 1997.
- [Yeh 93] P. Yeh, "Introduction to photorefractive nonlinear optics," 1993.

Bibliographie du chapitre 2

- [Bai 88] M. N. Baibich, J. M. Broto, A. Fert, F. N. Van Dau, and F. Petroff, "Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices," *Physical Review Letters*, vol. 61, no. 21, pp. 2472–2475, Nov. 1988.
- [Bil 89] T. Billings, K. H., & Morey, "Switchmode power supply handbook," New York: McGraw-Hill., pp. 3.176–3.192, 1989.
- [Bod 08] P. A. Bode, "Zetex AN39-Current measurement applications handbook," Zetex Semi-conductors, Dallas, TX, n°5, 2008.
- [Cas 60] J.-P. CASTERA, "Effets et matériaux magnéto-optiques," *Techniques de l'ingénieur. Electronique*, vol. 1, no. E1960, pp. E1960.1–E1960.8.
- [Chu 03] T. Chucheng, X. Lingyin, Z. Asada, W. G. Odendaal, and J. D. van Wyk, "An overview of integratable current sensor technologies," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, vol. 2, pp. 1251–1258.
- [Cos 05] P. Costa, F., Poulichet, "Sondes Pour La Mesure Courant Electronique Puissance," *Ed. Techniques Ingénieur*, 2005.
- [DaS 04] F. C. S. Da Silva, W. C. Uhlig, A. B. Kos, S. Schima, J. Aumentado, J. Unguris, and D. P. Pappas, "Zigzag-shaped magnetic sensors," *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 24, p. 6022, 2004.
- [Dau 99] J. M. Daughton, "GMR applications," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 192, no. 2, pp. 334–342, Feb. 1999.
- [Ede 07] A. Edelstein, "Advances in magnetometry," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 19, no. 16, p. 165217, Apr. 2007.
- [Fer 95] J. A. Ferreira, W. A. Cronje, and W. A. Relihan, "Integration of high frequency current shunts in power electronic circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 32–37, 1995.
- [Fer 06] R. Ferreira, P. Wisniowski, P. P. Freitas, J. Langer, B. Ocker, and W. Maass, "Tuning of MgO barrier magnetic tunnel junction bias current for picotesla magnetic field detection," *Journal of Applied Physics*, vol. 99, no. 8, p. 08K706, 2006.
- [Fre 07] P. P. Freitas, R. Ferreira, S. Cardoso, and F. Cardoso, "Magnetoresistive sensors," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 19, no. 16, p. 165221, Apr. 2007.
- [Fri 00] J. Friedrich, A. P., & Kunze, *Universal Magnetoresistive Current Sensor for Automotive Applications. In Advanced Microsystems for Automotive Applications 2000*. Springer Berlin Heidelberg, pp. 17–26, 2000.
- [Gal 05] W. J. Gallagher, D. Abraham, S. Assefa, S. L. Brown, J. DeBrosse, M. Gaidis, E. Galligan, E. Gow, B. Hughes, J. Hummel, S. Kanakasabapathy, C. Kaiser, M. Lamorey, T. Maffit, K. Milkove, J. Nowak, P. Rice, M. Samant, E. O'Sullivan, S. S. P. Parkin, R. Robertazzi, P. Trouilloud, D. Worledge, and G. Wright, "Recent advances in MRAM technology," in *IEEE VLSI-TSA International Symposium on VLSI Technology, 2005. (VLSI-TSA-Tech).*, pp. 72–73.
- [Jil 88] D. C. Jiles, "Review of magnetic methods for nondestructive evaluation," *NDT International*, vol. 21, no. 5, pp. 311–319, Oct. 1988.

- [Koj 02] L. Kojovic, "PCB Rogowski coils benefit relay protection," *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 15, no. 3, pp. 50–53, Jul. 2002.
- [Lai 05] G. Laimer and J. W. Kolar, "Design and experimental analysis of a DC to 1 MHz closed loop magnetoresistive current sensor," in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, vol. 2, pp. 1288–1292.
- [Lee 00] W. Y. Lee, M. F. Toney, and D. Mauri, "High magnetoresistance in sputtered Permalloy thin films through growth on seed layers of (Ni/sub 0.81/Fe/sub 0.19/)/sub 1-x/Cr/sub x/," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 1, pp. 381–385, 2000.
- [Len 06] J. Lenz and S. Edelstein, "Magnetic sensors and their applications," *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no. 3, pp. 631–649, Jun. 2006.
- [Len 07] Lenglet, L., "Current & magnetic field sensors, control method & magnetic core for said sensors", Billanco Patent WO2007042646 (A1), 2007.
- [Len 90] J. E. Lenz, "A review of magnetic sensors," *Proceedings of the IEEE*, vol. 78, no. 6, pp. 973–989, Jun. 1990.
- [Ler 07] P. Leroy, C. Coillot, V. Mosser, A. Roux, and G. Chanteur, "Use of Magnetic Concentrators to Highly Improve the Sensitivity of Hall Effect Sensors," *Sensor Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 162–166, Mar. 2007.
- [Luc 95] A. M. Luciano and M. Savastano, "Wide band transformer based on a split-conductor current sensor and a Rogowski coil for high current measurement," In *Proceedings of 1995 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference - IMTC 95*, p. 454.
- [McG 75] T. McGuire and R. Potter, "Anisotropic magnetoresistance in ferromagnetic 3d alloys," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 11, no. 4, pp. 1018–1038, Jul. 1975.
- [Mol 00] C. Moldovanu, P. Brauer, O. V. Nielsen, and J. R. Petersen, "The noise of the Vacquier type sensors referred to changes of the sensor geometrical dimensions," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 81, no. 1–3, pp. 197–199, Apr. 2000.
- [Moo 95] J. S. Moodera, L. R. Kinder, T. M. Wong, and R. Meservey, "Large Magnetoresistance at Room Temperature in Ferromagnetic Thin Film Tunnel Junctions," *Physical Review Letters*, vol. 74, no. 16, pp. 3273–3276, Apr. 1995.
- [Nee 49] L. Néel, "Théorie du traînage magnétique des ferromagnétiques en grains fins avec application aux terres cuites," *Annales de Géophysique* 5 99-136, 1949.
- Ost 08] S. Osterfeld, R. L. White, N. Pourmand, and S. X. Wang, "Giant Magnetoresistive Sensors for DNA Microarray," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 3989–3991, Nov. 2008.
- [Pat 09] A. Patel and M. Ferdowsi, "Current Sensing for Automotive Electronics—A Survey," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp. 4108–4119, Oct. 2009.
- [Pop 04] R. S. Popovic, *Hall Effect Devices*. Bristol Institute of Physics Publishing, 2004.
- [Pop 06] R. S. Popovic, P. M. Drljaca, and P. Kejik, "CMOS magnetic sensors with integrated ferromagnetic parts," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 129, no. 1–2, pp. 94–99, May 2006.
- [Rip 03] P. Ripka, "Advances in fluxgate sensors," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 106, no. 1–3, pp. 8–14, Sep. 2003.
- [Rip 10a] P. Ripka and M. Janosek, "Advances in Magnetic Field Sensors," *IEEE Sensors Journal*, vol. 10, no. 6, pp. 1108–1116, Jun. 2010.

- [Rip 10b] P. Ripka, "Electric current sensors: a review," *Measurement Science and Technology*, vol. 21, no. 11, p. 112001, Nov. 2010.
- [Rob 06] D. Robbes, "Highly sensitive magnetometers—a review," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 129, no. 1–2, pp. 86–93, May 2006.
- [Tsy 03] E. Y. Tsybal, O. N. Mryasov, and P. R. LeClair, "Spin-dependent tunnelling in magnetic tunnel junctions," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 15, no. 4, pp. R109–R142, Feb. 2003.
- [Tum 01] S. Tumanski, *Thin Film Magnetoresistive Sensors*. Bristol : Institute of Physics Publishing, 2001.
- [Voh 89] M. Vohl, J. Barnaś, and P. Grünberg, "Effect of interlayer exchange coupling on spin-wave spectra in magnetic double layers: Theory and experiment," *Physical Review B*, vol. 39, no. 16, pp. 12003–12012, Jun. 1989.
- [War 92] J. L. T. Ward, D. A.; Exon, "Experience with using Rogowski coils for transient measurements," in *IEE Colloquium on Pulsed Power Technology*, p. pp.6/1,6/4. 1992.
- [Zie 09] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H.-C. Iu, and L. J. Borle, "Current Sensing Techniques: A Review," *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 4, pp. 354–376, Apr. 2009.

Bibliographie du chapitre 3

- [Ada 09] M. Adamo, C. Bonavolontà, M. Valentino, and E. Sarnelli, "Investigation of Artificial Cracks by Scanning SQUID Magnetic Microscope," *Sens. Lett.*, vol. 7, no. 3, pp. 397–399, Jun. 2009.
- [And 55] P. W. Anderson, "Considerations on Double Exchange," *Phys. Rev.*, vol. 100, no. 2, pp. 675–681, Oct. 1955.
- [Bau 11] S. Bausson, V. Thomas, P-Y. Joubert, L. Blanc-Feraud, J. Darbon, G. Aubert, Regularized inversion of a distributed point source model for the reconstruction of defects in eddy currents imaging, *COMPEL* Vol. 30 No. 6, pp. 1777-1791, 2011.
- [Ber 12] A. Bernieri, G. Betta, L. Ferrigno, M. Laracca, "Multi-frequency ECT method for defect depth estimation", *IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)*, 2012, pp. 1–6.
- [Bra 97] A.P. Bradley, "The use of the area under the ROC curve in the evaluation of machine learning algorithms," *Pattern recognition*, 30(7):1145-1159, 1997.
- [Bry 55] H. E. Bryan, "Printed inductors and capacitors. *Tele-Tech & Electronics Industries*," 14(12): 68, Dec. 1955.
- [Che 71] C.C. Cheng, C.V. Dodds, W.E. Deeds, General analysis of probe coils near stratified conductors, *Int. J. Nondestruct. Test.* 3, pp. 109–130, 1971.
- [Dec 03] J.-M. Decitre, "Modélisation électromagnétique et réalisation d'un dispositif d'imagerie magnéto-optique quantitatif," Thèse, École Normale Supérieure de Cachan, 2003.
- [Dec 06] J. M. Decitre, D. Premel, G. Mangenet, E. Juliac, W.D. Feist, "Flexible EC array probe for the inspection of complex parts developed within the European VERDICT project," in *9th ECNDT*, 2006.

- [Dem 89] G. Demoment, "Image Reconstruction and Restoration : Overview of Common Estimation Structures and Problems," *IEEE transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 37(12), pp. 2024-2036, Dec. 1989.
- [Dol 07] C. Dolabdjian, G. Waché and L. Perez, "Improvement in the detection of subsurface fatigue cracks under airframe fasteners using improved rotating giant magneto-resistance magnetometer head," *Insight - Non-Destructive Test. Cond. Monit.*, vol. 49, no. 3, pp. 133-136, Mar. 2007.
- [Ega 75] J.P. Egan, "Signal detection theory and ROC analysis," *Series in cognition and perception*, New York, Academic press, 1975.
- [Gar 02] S. Gärtner, H.-J. Krause, N. Wolters, D. Lomparski, W. Wolf, J. Schubert, W. Zander, Y. Zhang, M. von Kreutzbruck, and K. Allweins, "Non-destructive evaluation of aircraft structures with a multiplexed HTS rf SQUID magnetometer array," *Phys. C Supercond.*, vol. 372-376, pp. 287-290, Aug. 2002.
- [Gil 06] C. Gilles-Pascaud, "Eddy Current Flexible Probes for Complex Geometries," *AIP Conference Proceedings*, 2006, vol. 820, pp. 399-406.
- [Gre 08] D. R., Grechishkin, S., Chigirinsky, M., Gusev, O., Cugat, N., "Magnetic Imaging Films," *Magnetic Nanostructures in Modern Technology*, Springer Netherlands, pp. 195-224, 2008.
- [Ham 09] R. Hamia, S. Cordier, S. Saez, C. Dolabdjian. Giant Magnetosistance magnetometer in Nondestructive Evaluation Eddy current system," *Sensor Lett.* 7(3), 437-441, 2009.
- [Hal 87] P. Hall and D. M. Titterington, "Common Structure of Techniques for Choosing Smoothing Parameters in Regression Problems," *Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological)*, 49(2):184-198, 1987.
- [Hor 89] Hornik K, Stinchcombe M, White H., "Multilayer feedforward networks are universal approximators," *Neural Networks* 2, pp.359-366, 1989.
- [Hua 04] P. Huang, Z. Wu, Inversion of thickness of multi-layered structures from eddy current testing measurements, *Science (Journal of Zhenjiang University, China)* 5 (1), pp. 86-91, 2004.
- [Hyv 01] A. Hyvärinen, J. Karhunen, E. Oja, "Independent Component Analysis," John Wiley and sons, 2001.
- [Jol 02] T. Jolliffe, "Principal Component Analysis," Springer Verlag, New York, 2002.
- [Jou 02] P.-Y. Joubert, Y. Le Bihan, D. Placko, "Localisation of defects in steam generator tubes using a multi-coil eddy current probe dedicated to high speed inspection," *NDT & E International*, vol. 35, pp. 53-59, 2002.
- [Jou 06] P.-Y. Joubert, J. Pinassaud, "Linear Magneto-Optic Imager for non-destructive Evaluation," *Sens. Actuators A* 129, pp. 126-130, 2006.
- [JOU 06b] P.-Y. Joubert, Y. Le Diraison, J. Pinassaud, Eddy Current Imaging For the Non-destructive Evaluation of Large Metallic Structures, 9th European Conference on Non Destructive Testing, 25-29 Sept. 2006, Berlin, Germany, TU.3.6.1, 9 pages
- [JOU 06-07-10] P.-Y. Joubert, Y. Le Diraison, J. Pinassaud, "Procédé et dispositif d'imagerie à courants de Foucault pour la détection et la caractérisation de défauts enfouis dans des structures aéronautiques," Brevet N° FR0604255 (2006), extensions internationales Europe, CAN, Japon (2007), US (2010).
- [Jun 7] J. Jun, J. Hwang and J. Lee. Quantitative nondestructive evaluation of the Crack on the austenite stainless steel using the induced eddy current and the Hall sensor array. in: *IMTC 2007 (Ed.) Instrumentation and Measurement Technology Conference - Warsaw, Poland, May 2007.*

- [Kra 90] J. Krautkramer and H. Krautkramer, "Ultrasonic Testing of Materials," 4th/revised edition, Springer Verlag, Nov. 1990.
- [LeD 08] Y. Le Diraison, "Imagerie à courants de Foucault pour l'évaluation non-destructive de structures rivetées aéronautiques," École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2008.
- [Mar 10] B. Marchand, J. M. Decitre, and O. Casula "Flexible and array eddy current probes for fast inspection of complex parts," D.O. Thompson and D.E. Chimenti (Eds.), Review of Quantitative Nondestructive Evaluation (29), American Institute of Physics, pp. 313-320, 2010.
- [Men 06] D. Ménard, G. Rudkowska, L. Clime, P. Ciureanu, A. Yelon, S. Saez, C. Dolabdjian, and D. Robbes, "Progress towards the optimization of the signal-to-noise ratio in giant magnetoimpedance sensors," *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 129, no. 1-2, pp. 6-9, May 2006.
- [Moo 08] G. Mook, F. Michel and J. Simonin. Electromagnetic imaging using probe arrays. In: WCNDT 2008 (Ed.). 17th World Conference on Nondestructive Testing, Shanghai, China, October 2008.
- [Nov 02] P. Novotný, M. Morozov, and L. Hudec, "On the application of magneto-optic films in NDE," *NDT E Int.*, vol. 35, no. 4, pp. 227-232, Jun. 2002.
- [Nov 04] P. Novotný, P. Sajdl, and P. Macháč, "A magneto-optic imager for NDT applications," *NDT E Int.*, vol. 37, no. 8, pp. 645-649, Dec. 2004.
- [Nov 04] P. Novotny, P. Sajdl, P. Machac, "A magneto optic imager for NDT applications," *NDT&E Int.* 37, pp. 645-649, 2004.
- [Nov 07] P. Novotný, P. Macháč, M. Kučera, K. Nitsch, and B. Skrbek, "Diagnosis of austenitic steel valves with the magneto-optical method," *NDT E Int.*, vol. 40, no. 3, pp. 203-207, Apr. 2007.
- [Pav 07] J. Pavo, S. Gyimothy, "Adaptative inversion database for electromagnetic nondestructive evaluation," *NDT & E International*, vol 40, pp. 192-202, 2007.
- [Pla 07] D. Placko, T. Kundu, "DPSM for modeling engineering problems," John Wiley & Sons, Hoboken, USA, 2007.
- [Ram 06] R. Ramakrishnan, D. Jury, "Characterization of defects and damage in rivet holes in a crown lap joint of a commercial aircraft at design service goal," In Proceedings of 9th Joint FAA/DoD/NASA Aging Aircraft Conference, Atlanta, USA, 2006.
- [Rav 08] C. Ravat, "Conception de multicapteurs à courants de Foucault et inversion des signaux associés pour le contrôle non destructif" Thèse, École Normale Supérieure de Cachan, 2008.
- [Rip 92] P. Ripka, "Review of fluxgate sensors," *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 33, no. 3, pp. 129-141, Jun. 1992.
- [Rud 92] L. I. Rudin, S. Osher and E. Fatemi, "Nonlinear total variation based noise removal algorithms," *Physica D : Nonlinear Phenomena*, 60(1-4), pp. 259-268, Nov. 1992.
- [Sco 76] G. Scott and D. Lacklison, "Magneto optic properties and applications of bismuth substituted iron garnets," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 12, no. 4, pp. 292-311, Jul. 1976.
- [Sch 97] H. Schepens, M. Pigeon, J. Reuchet, and D. Boulanger, "Amélioration du contrôle des tubes de GV avec la sonde à excitation tournante," In *Cofrend congress on non destructive testing*, pp. 427-431, 1997.
- [Udp 04] S. Udpa, P. Moore P, "Nondestructive Testing Handbook," Third edition, Vol. 5, Electromagnetic Testing, American, Nondestructive Testing Society, 2004

- [Vac 06] G. Vacher, F., Gilles-Pascaud, C., Decitre, J. M., Fermon, C., Pannetier, M., & Cattiaux, “Non destructive testing with GMR magnetic sensor arrays,” in *9th ECNDT, Berli.*, p. Tu.4.4.2, 2006.
- [Vac 07] F. Vacher, F. Alves, and C. Gilles-Pascaud, “Eddy current nondestructive testing with giant magneto-impedance sensor,” *NDT E Int.*, vol. 40, no. 6, pp. 439–442, Sep. 2007.
- [Vav 07b] F. Vacher, “Développement d’un imageur magnétique pour le contrôle non destructif par courants de Foucault. 2007,” Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2007.
- [Wei 08] P. Weiss, “Algorithmes rapides d'optimisation convexe. Applications à la restauration d'images et à la détection de changements,” Thèse de doctorat, Université de Nice - Sophia Antipolis, 21 novembre 2008.
- [Woy 05] M. Woytasik, “Etude des procédés de fabrication de microdispositifs électromagnétiques sur supports souples pour l’imagerie médicale (IRM) et le contrôle non destructif des matériaux,” Université Pierre et Marie Curie-Paris VI, 2005.
- [Yas 06] A. Yashan, W. Bisle and T. Meier, “Inspection of hidden defects in metal-metal joints of aircraft structures using eddy current technique with GMR sensor array,” In: *ECNDT 2006 (Ed.)*, European Conference on Nondestructive Testing and Evaluation, Berlin, Germany, 2006.
- [Yus 07] N. Yusa, H. Huang, K. Miya, “Numerical evaluation of the ill-posedness of eddy current problems to size real cracks,” *NDT&E International*, 40, pp.185–191, 2007.

Détail des enseignements dispensés de 2003 à 2013

Année	Formation	Matière	Volume horaire	Total
2003-2004	M1 IST	Electronique et systèmes de transmission analogiques	36h TD, 32h TP	192h
		Tutorat pédagogique	9h TD	
		Travaux d'étude et de recherche	24h TP	
	Agreg. GE	Radiofréquences et hyperfréquences	30h C	
		Electronique analogique et numérique	52h TP	
	Agreg. PA	Filtrage analogique	3h C 2h TD	
Agregation blanche		4h TD		
2004-2005	M1 IST	Electronique et systèmes de transmission analogiques	15h TD 16h TP	195.5h
		Communications numériques	32h TP	
	Agreg. GE	Radiofréquences et hyperfréquences	24h C, 4h TD	
		Electronique analogique et numérique	40h TP	
		Dossier	4h TD	
	Agreg. PA	Leçon	3h C 2h TD	
		Filtrage analogique	3h C 2h TD	
		Agregation blanche	4h TD	
		Hyperfréquences	12h TP	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	27h C, 3h30 TD	
2005-2006	L3 IST	Physique des matériaux	15h TD	300h
		Bureau d'études en élec analogique	36h TP	
		Instrumentation	16h TP	
	M1 IST	Electronique et systèmes de transmission analogiques	13.5h TD 12h TP	
		Communications numériques	4h TP	
	Agreg. GE	Radiofréquences et hyperfréquences	27h C, 6h TD	
		Electronique analogique et numérique	64h TP	
		Dossier	4h TD	
	Agreg PA	Filtrage analogique	3h C 2h TD	
		Electronique et hyperfréquences	60hTP	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	31.5h C, 6h TD	

Année	Formation	Matière	Volume horaire	Total
2006-2007	L3 IST	Bureau d'études en élec analogique	48h TP	301.5h
	M1 IST	Electronique et systèmes de transmission analogiques	13.5h TD 16h TP	
		Communications numériques	4h TP	
	Agreg. GE	Radiofréquences et hyperfréquences	27h C, 6h TD	
		Electronique analogique et numérique	6h C 52h TP*	
	Agreg PA	Communications numériques (tr. en bande de base et sur fréquence porteuse)	27h C 2h TD	
		Electronique et hyperfréquences	16hTP	
		Filtrage analogique	3h C 2h TD	
		Agrégation blanche	7h TD	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	36h C, 6h TD	
M2 Monabiphot	Optical digital communication systems	30h C		
2007-2008	L3 IST	Bureau d'études en électronique analogique	48h TP	300h
	M1 IST	Electronique et systèmes de transmission analogiques	16h TD, 16h TP	
	Agreg. GE	Radiofréquences et hyperfréquences	21h C, 6h TD	
		Electronique analogique	6h C, 36h TP	
		Dossier	4h TD	
	Agreg. PA	Communications numériques (tr. en bande de base et sur fréquence porteuse)	21h C, 2h TD	
		Electronique et hyperfréquences	20h TP	
		Filtrage analogique	3h C, 2h TD	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	36h C, 6h TD	
	M2 Monabiphot	Optical digital communication systems	27h C	
Signal Processing		30h C		
2008-2009	L3 IST	Bureau d'études en électronique analogique	48h TP	
		Electronique analogique	4h TP	
	M1 IST	Electronique et systèmes de transmission analogiques	9h TD, 12h TP	
	Agreg. GE	Radiofréquences et hyperfréquences	30h C	

Année	Formation	Matière	Volume horaire	Total
2008-2009	Agreg. PA	Communications numériques (tr. en bande de base et sur fréquence porteuse)	30h C	267h
		Electronique et hyperfréquences	20h TP	
		Agrégation blanche	4.5h TD	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	22.5h C, 6h TD	
	M2 Monabiphot	Optical digital communication systems	39h C	
Signal Processing		24h C		
M2 CMI	Capteurs industriels (magnétiques)	18h C		
2009-2010	L3 IST	Bureau d'études en électronique analogique	48h TP	222.5
	Agreg. GE	Radiofréquences et hyperfréquences	30h C	
	Agreg. PA	Communications numériques (tr. en bande de base et sur fréquence porteuse)	24h C, 4h TP	
		Agrégation blanche	4h TD	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	22.5h C, 6h TD	
	M2 Monabiphot	Optical digital communication systems	27h C	
Signal Processing		39h C		
M2 CMI	Capteurs industriels (magnétiques)	18h C		
2010-2011	L3 IST	Bureau d'études en électronique analogique	38h TP	242h
	M1 IST	Electronique et systèmes de transmission analogiques	12h TP	
	M2 FEGE	Radiofréquences et hyperfréquences	30h C	
		Agrégation blanche	4h TD	
	M2 FEPA	Communications numériques (tr. en bande de base et sur fréquence porteuse)	24h C, 4h TP	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	22.5h C, 6h TD	
	M2 ETM	Capteurs magnétiques et électronique de conditionnement	13.5h C, 4h TP	
	M2 R Monabiphot	Optical digital communication systems	27h C	
		Signal Processing	39h C	
M2 CMI	Capteurs industriels (magnétiques)	18h C		

Année	Formation	Matière	Volume horaire	Total
2011-2012	Saphire	Mesures physiques (instrumentation)	12h TP	282.75
		Electronique et systèmes de transmission analogiques	15.75h C, 12h TD 12h TP	
	M1 IST	Acquisition, traitement et transmission d'informations numériques	16.5h C	
		TER	16h TP	
	M2 FEGE	Radiofréquences et hyperfréquences	18h C	
		Agrégation blanche	4h TD	
	M2 FEPA	Communications numériques (tr. en bande de base et sur fréquence porteuse)	24h C	
	M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	22.5h C, 6h TD	
	M2 Monabiphot	Signal Processing	72h C	
M2 CMI	Capteurs industriels (magnétiques)	18h C, 16h TP		
EDSP	Formation appliquée à l'enseignement pratique de la physique	9h C, 9h TP		
2012-2013	Saphire	Mesures physiques (instrumentation)	12h TP	194.25
		Electronique et systèmes de transmission analogiques	15.75h, C 24h TD 32h TP	
	M1 IST	TER	8h TP	
		Radiofréquences et hyperfréquences	18h C	
	M2 FEGE	Agrégation blanche	4h TD	
		M2 Restel & ETM	Systèmes de transmission numérique par fibre optique	
	M2 CMI	Capteurs industriels (magnétiques)	18h C, 16h TP	
	EDSP	Formation appliquée à l'enseignement pratique de la physique	9h C, 9h TP	