



HAL
open science

Modélisation électromagnétique basse fréquence, identification de sources équivalentes et métrologie en champs magnétiques faibles.

Olivier Chadebec

► **To cite this version:**

Olivier Chadebec. Modélisation électromagnétique basse fréquence, identification de sources équivalentes et métrologie en champs magnétiques faibles.. Energie électrique. Université de Grenoble, 2011. tel-00667735

HAL Id: tel-00667735

<https://theses.hal.science/tel-00667735>

Submitted on 8 Feb 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Rapport de Synthèse

Présenté par

Olivier Chadebec

Docteur en sciences de l'Institut Polytechnique de Grenoble
Chargé de recherche CNRS au Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble

En vue d'obtenir

l'Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences de
l'Université de Grenoble

Modélisation électromagnétique basse fréquence, identification de sources équivalentes et métrologie en champs magnétiques faibles

Présenté le 17 octobre 2011 devant le jury composé de :

M. Francis PIRIOU, professeur à l'Université Lille 1
M. Philippe MASSE, professeur à Grenoble INP
M. Laurent NICOLAS, directeur de recherche CNRS
M. João Pedro A. BASTOS, professeur à l'Universidade Federal de Santa Catarina
M. Jean-Louis COULOMB, Professeur à Grenoble INP
M. Gérard MEUNIER, directeur de recherche CNRS

Président
Rapporteur
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur

*A Jean-Paul Bongiraud, un des pères du magnétisme du navire,
qui nous a laissé orphelins beaucoup trop tôt.*

Table des Matières

Table des Matières	5
<i>I. Introduction générale</i>	9
<i>II. Résumé des travaux</i>	13
I - Introduction au résumé des travaux	15
A - Objectif des recherches.....	15
B - Organisation du rapport	15
II - Activités de recherche dans le domaine du magnétisme du navire	17
A - Contexte des recherches	17
a) L'équipe de Recherche Technologique « Champs Magnétiques Faibles » du G2ELab.....	17
b) La discrétion magnétique des navires	17
c) La réduction des perturbations	19
d) Conclusions.....	20
B - Contribution personnelle	20
1) Immunisation en boucle fermée des coques de navires (IBF)	20
a) Introduction à l'IBF	20
b) Méthodologie proposée.....	21
c) Aspects métrologiques	25
d) Exemple d'identification de l'aimantation d'une plaque	26
e) L'IBF sur une maquette simplifiée.....	27
f) Un démonstrateur plus réaliste	28
2) Etude des champs électriques générés par les navires et diagnostic des zones corrodées	30
a) Introduction à la corrosion et aux risques électromagnétiques associés.....	30
b) Méthode de calcul des champs électromagnétiques générés par la corrosion.....	31
c) Une méthodologie de diagnostic des zones de corrosion de coque de navire	33
d) Premières validations expérimentales	34
e) Validation sur une maquette de navire.....	34
C - Conclusions	35
III - Modélisations électromagnétiques des dispositifs en approche directe	36
A - Contexte.....	36
B - Travaux concernant la méthode des éléments finis	36
1) Introduction	36
2) Modélisation électromagnétique des chambres de coupure.....	37
3) Modélisation de composants intégrés d'électronique de puissance	38
a) Introduction.....	38
b) La génération automatique de coupures.....	38

c) Techniques d'homogénéisation.....	39
4) Modélisation de convertisseurs électromécaniques	40
5) Modélisation de cas test de contrôle non destructif	41
C - Travaux sur les méthodes intégrales	42
1) Introduction	42
2) Méthode des moments magnétiques.....	43
3) Méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit).....	45
a) Contexte	45
b) Introduction des effets capacitifs	46
4) Algorithme multipolaire rapide (Fast Multipole Method)	47
D - Couplage de Méthodes	49
1) Introduction	49
2) Couplage de PEEC avec les méthodes intégrales	50
a) Contexte	50
b) Couplage PEEC / Méthode des moments pour la prise en compte des matériaux ferromagnétiques.....	51
c) Couplage PEEC / Méthode intégrale pour la prise en compte des tôles magnétiques conductrices	51
E - Conclusions.....	53
IV - Modélisation des dispositifs électromagnétiques en approche inverse	55
A - Introduction	55
B - Optimisation de dispositifs électromagnétiques	56
1) Contexte.....	56
2) Optimisation du comportement thermique d'un condensateur	56
3) Optimisation d'un micro-contacteur.....	56
C - Caractérisation de dispositifs par mesure du champ magnétique externe.....	58
1) Contexte et méthodologie	58
2) Identification de sources pour la prévision du champ	60
a) Machines tournantes	60
b) Dispositifs de l'électronique de puissance	60
3) Application au diagnostic	63
a) Introduction.....	63
b) Diagnostic de turbo alternateur.....	63
c) Diagnostic de transformateur du flux rémanent des transformateurs.....	66
d) Diagnostic de piles à combustible.....	67
4) Application à la mesure de courant.....	69
a) Contexte	69
b) Microcapteurs distribués pour l'identification de courants.....	69
c) Identification de courants et tension dans les lignes électriques	71
V - Conclusions.....	73

III. Perspectives de recherche	75
I - Introduction	77
II - Objectifs pour la thématique magnétisme du navire	79
A - Mise en oeuvre de l'immunisation en boucle fermée	79
B - Montée en compétence sur les champs électriques.....	79
III - Objectifs pour la thématique modélisation directe	81
A - Le groupe MIPSE.....	81
B - Travaux sur les méthodes intégrales	82
C - Couplage de méthodes	82
IV - Objectifs pour la thématique modélisation inverse	84
A - Optimisation	84
B - Identification de sources électromagnétiques	84
IV. Curriculum Vitae	87
I - Résumé du curriculum vitae	89
II - Publications	92
A - Indicateurs bibliométriques (octobre 2010).....	92
B - Liste de Publication (octobre 2010).....	93
1) Publications dans des revues internationales à comité de lecture	93
2) Conférences invitées dans des congrès internationaux	96
3) Conférences internationales avec actes publiés et comité de lecture	97
4) Brevets.....	103
C - Encadrements.....	104
1) Thèses de doctorat	104
a) Thèses soutenues.....	104
b) Thèses en cours.....	105
2) Masters Recherche.....	105
D - Contrats et valorisation	107
1) Financement par des partenaires de droit privé	107
2) Financements publics	107
E - Divers.....	108
Annexes	111

I. Introduction générale

Mes activités de recherche ont commencé au printemps 1997, lors de ma troisième année d'études à l'ENSIEG (Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieur Electricien de Grenoble), école d'ingénieur de l'INPG (Institut National Polytechnique de Grenoble). J'étais à l'époque a priori intéressé par le monde de la recherche, mais je ne savais pas, comme encore beaucoup d'étudiants aujourd'hui, si cette vocation naissante était faite pour durer. Lors de ma dernière année d'école d'ingénieur, j'ai donc décidé de m'inscrire en double inscription en DEA de génie électrique, puis de trouver un stage qui possédait à la fois une composante fortement recherche, mais aussi des finalités industrielles importantes. C'est Vincent MAZAURIC, ingénieur à Schneider Electric, qui m'a proposé le sujet que je cherchais. Il s'agissait d'effectuer des modélisations éléments finis magnéto-harmoniques 3D de cellules de coupure à vide avec le logiciel FLUX3D. A l'époque, ce type de modélisation était encore très lourd car nécessitant de très importantes ressources informatiques. Les calculs étaient très longs et peu de personnes modélisaient des dispositifs industriels en 3D avec ce type de formulation. Le sujet comportait donc une composante exploratoire importante. Ce stage, qui mêlait étroitement physique, mathématique, informatique et génie électrique, m'a immédiatement plu. C'est cette expérience réussie qui m'a poussé, une fois diplômé, à entreprendre une thèse de doctorat.

Après une année de service militaire en tant qu'enseignant en génie électrique à l'ESMAT (Ecole de Spécialisation du Matériel de l'Armée de Terre), c'est Jean-Louis COULOMB, professeur à l'INPG, qui m'a proposé le sujet de thèse qui a très largement influencé ces premières années de recherche. Cette thèse, que j'ai effectuée au LMN (Laboratoire de Magnétisme du Navire) avec la DGA (Direction générale de l'armement) avait pour objectif de réaliser un démonstrateur mettant en œuvre le principe de l'immunisation magnétique d'une coque de navire en boucle fermée (je reviendrai plus loin sur ce concept). J'ai beaucoup travaillé pendant ces trois années et appris énormément de choses, à la fois dans les domaines de l'électromagnétisme, des méthodes numériques, mais aussi de la métrologie en champs magnétiques faibles. J'ai soutenu ma thèse en 2001, après trois ans passés dans un environnement exceptionnel à la fois sur le plan scientifique et humain. Cette expérience très positive m'a ainsi conforté dans le souhait que j'avais d'entreprendre une carrière universitaire.

Gérard Meunier, directeur de recherche au CNRS, m'a alors proposé d'effectuer un post-doctorat au LEG (Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble) en collaboration avec Schneider Electric. Il s'agissait de revenir à mes anciennes affinités en m'intéressant de

nouveau à la modélisation de cellules de coupure. Pendant ces deux années, j'ai travaillé essentiellement sur la méthode éléments finis dans un contexte qui m'a permis de préparer sereinement les concours pour postuler aux postes de chercheur et d'enseignant-chercheur. En 2003, j'ai intégré le CNRS en tant que chargé de recherche au LEG (devenu maintenant le G2ELab).

Mon projet recherche avait pour objectif d'appliquer les méthodes et outils développés dans le cadre de ma thèse au domaine civil. Intitulé «Diagnostic et métrologie magnétique externe - Applications aux systèmes électromécaniques», il proposait le diagnostic des systèmes du génie électrique par la mesure des champs magnétiques externes dans leur voisinage proche. Il s'agissait ainsi de retrouver des causes (ici les défauts) en fonction des effets (le champ externe) et donc de résoudre des problèmes inverses. Si cette problématique de résolution des problèmes inverses était bien connue en électromagnétisme haute fréquence, elle l'était nettement moins dans notre communauté basse fréquence. Il s'agissait ainsi de développer des modèles numériques, mais aussi des procédés métrologiques originaux. C'est certainement ce parallèle très fort entre modélisation et expérimentation qui a été favorable à l'obtention de mon poste. Une petite dizaine d'années après, ce programme de recherche reste toujours d'actualité. A cette activité, s'est rajouté un axe plus classique sur la modélisation directe des champs électromagnétiques basses fréquences, domaine qui réserve également encore de fortes perspectives de recherche.

Je suis maintenant chercheur au sein de l'équipe «Modèles, Méthodologie et Méthodes Appliquées au Génie Electrique » (MAGE) dirigée par Frédéric Wurtz. Cette équipe s'intéresse aux méthodes de modélisation des dispositifs électromagnétiques et à l'intégration de ces méthodes dans des outils logiciels en vue de la conception. De par la nature de mes activités, mes travaux de recherche possèdent de fortes synergies avec ceux effectués par les équipes « Matériaux, Machines et Dispositifs Electromagnétiques Avancés », « Electronique de puissance » et « μ -systèmes » du G2ELab. Enfin, je fais partie du groupe de trois chercheurs du laboratoire menant une partie de leur activité au sein de l'équipe de recherche technologique « champs faibles » (ex Laboratoire de Magnétisme du Navire maintenant intégré au G2ELab).

Ce document se compose de trois parties. La première a pour objectif d'effectuer une synthèse de ces treize années de recherche. Dans une deuxième partie, je mettrai mes travaux en perspectives. Enfin, le rapport se terminera par un curriculum vitae plus formel.

II. Résumé des travaux

I - Introduction au résumé des travaux

A - Objectif des recherches

Le premier objectif de mes recherches vise à étendre les capacités de calcul pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques. Cette activité, classique au sens de la modélisation, consiste à évaluer diverses grandeurs (forces, couples, vitesses, pertes, champs rayonnés), ceci en connaissant les paramètres géométriques et physiques des dispositifs. Cette activité repose sur l'utilisation de méthodes numériques dédiées (méthodes éléments finis, méthode intégrale,...) et peut être qualifiée d'approche directe (détermination des effets en fonction des causes).

Le deuxième objectif, spécificité propre de mon activité, concerne l'approche inverse, à savoir la détermination des causes en fonction des effets. Deux classes de modélisations inverses sont à l'étude :

- Les problèmes de conception, qui reposent sur les méthodes d'optimisation. L'effet est ici une grandeur définie par cahier des charges.
- Les problèmes d'identification, qui possèdent leurs méthodes propres et qui peuvent par exemple conduire au développement d'outils de qualification ou même de diagnostic. L'effet est ici une grandeur mesurée. Cette activité comporte aussi bien des aspects numériques que métrologiques.

B - Organisation du rapport

Ce chapitre est constitué de trois parties distinctes. La première exposera mes activités directement en relation avec le magnétisme du navire. Ce choix de présentation pourra parfois paraître quelque peu arbitraire, mais il permet de mettre en valeur un domaine applicatif très spécifique qui est à l'origine de beaucoup d'idées qui ont trouvé, par la suite, des applications dans d'autres domaines.

Dans un deuxième temps, j'exposerai mes travaux sur les méthodes de modélisation directes des dispositifs électromagnétiques basses fréquences. Si des objectifs classiques pour notre communauté sont souvent visés (calcul de forces, de couples, de perte), je présenterai

également des modélisations possédant des finalités plus originales (calcul des champs rayonnés par exemple).

Enfin, la dernière partie concernera la modélisation inverse. Celle-ci est divisée en deux sous thèmes : les problèmes d'optimisation et les problèmes d'identification. Cette dernière partie, consacrée à l'identification de sources électromagnétiques basse fréquence par la mesure de champ, est certainement un des axes les plus originaux de mes travaux. Elle est développée dans le cadre de l'ERT « champs magnétiques faibles » du G2ELab.

II - Activités de recherche dans le domaine du magnétisme du navire

A - Contexte des recherches

a) L'équipe de Recherche Technologique « Champs Magnétiques Faibles » du G2ELab

Le Laboratoire de Magnétisme du Navire (LMN) a été créé en 1949 par L. NEEL pour répondre aux besoins de la marine nationale. Il s'agissait d'un laboratoire propre de l'Institut National Polytechnique de Grenoble dont les activités consistaient quasiment exclusivement en l'étude des perturbations électromagnétiques générées par les bâtiments navals militaires. Cette activité est originale dans le cadre national et a conduit au développement de compétences propres dans le domaine de la métrologie en champ magnétique faible et dans la modélisation des champs magnétiques de fuite basses fréquences. Elle donne lieu à une collaboration soutenue et de longue date avec le GESMA (Groupe d'Etudes Sous-Marins de l'Atlantique) de la DGA et la société de construction navale DCNS.

En janvier 2007, le LMN est devenu une équipe de recherche technologique du G2ELab nommée ERT « champs magnétiques faibles ». Ayant effectué, il y a une dizaine d'années, ma thèse au LMN, je suis resté très impliqué dans les activités de cette équipe. Même si ce domaine de recherche est très spécifique et sa finalité très spécialisée, bon nombre des méthodes et outils développés conservent un caractère très général qu'il est possible de décliner dans d'autres domaines applicatifs. Le magnétisme du navire est ainsi un domaine largement multidisciplinaire qui fait cohabiter des disciplines telles que la physique, la modélisation ou la métrologie. Il reste certainement un terrain très fertile dans lequel nous avons puisé bon nombre d'idées qui nous ont permis de réaliser des avancées dans des domaines qui peuvent, à première vue, paraître très éloignés.

b) La discrétion magnétique des navires

Depuis maintenant un siècle, l'apparition de mines à critère de mise à feu magnétique a constitué un danger important pour tous les navires militaires. Ce danger a obligé toutes les marines du monde à recenser, évaluer et diminuer toutes les sources d'indiscrétion électromagnétique de leurs bâtiments. Ces indiscrétions peuvent être classées en plusieurs

catégories suivant les phénomènes qui sont à leur origines. Il est classique de les différencier suivant deux classes distinctes : les indiscretions statiques et les indiscretions dynamiques. Un bon recensement de ces différents types d'indiscretion est à consulter dans la thèse de A. GUIBERT. Nous en faisons une synthèse ici.

- Les indiscretions électromagnétiques statiques

Elles se décomposent en quatre nouvelles sous-classes, correspondant à leur origine :

- *Le ferromagnétisme de Coque* : Les coques de navires sont réalisées en acier, matériau ferromagnétique, pouvant s'aimanter selon leur position dans un champ inducteur (le champ terrestre), l'histoire magnétique du matériau, les contraintes thermiques ou mécaniques. Le bâtiment se comporte alors comme un gigantesque aimant créant un champ magnétique statique dans son voisinage.
- *Les courants de protection contre la corrosion* : Les navires sont équipés de systèmes de protection cathodique dont l'objectif est de protéger la coque du navire de la corrosion. Des courants continus se développent dans l'océan et créent à la fois un champ électrique et un champ magnétique.

- Indiscretions électromagnétiques dynamiques

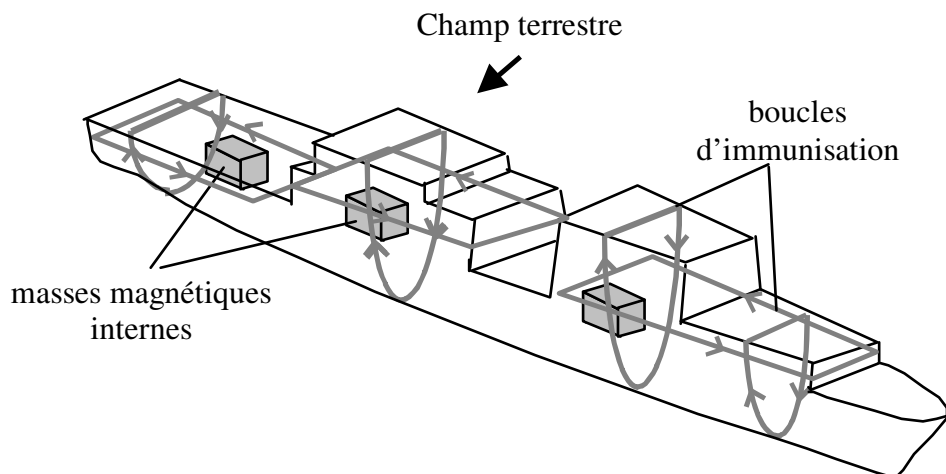
- *Les courants de Foucault* : Un navire gîte en mer à faible fréquence dans le champ magnétique terrestre. Des courants de Foucault se développent alors dans ses structures conductrices, induisant à leur tour un champ magnétique.
- *Les courants de protection contre la corrosion* : Les courants statiques créés par la protection contre la corrosion peuvent devenir alternatif suite au brassage de l'eau près de l'arbre de propulsion. Ces courants sont alors à faible fréquence et induisent des champs électriques et magnétiques dits « ELF » (*Extremely Low Frequency*). Ce phénomène apparaît également près des pales de l'hélice.
- *Les équipements de bord* : Les différents équipements de bord ainsi que les moteurs de propulsion créent des perturbations en rayonnant des champs électromagnétiques. Ces champs se situent dans la gamme de

fréquence 60 – 400 Hz. Ces champs peuvent traverser la coque et se propager dans l'eau. Pour les éviter, des blindages sont possibles, mais ils sont difficiles à mettre en œuvre, la réduction de masse et de volume étant primordiale lors de l'élaboration d'un navire.

D'un point de vue quantitatif, il faut noter que ce sont les phénomènes statiques qui sont les plus importants, tout du moins pour un navire à coque ferromagnétique. Par contre, les indiscretions dynamiques, sujettes à la diffusion et à la propagation, peuvent être détectables à très grande distance par des filtrages des signaux sous-marins sophistiqués.

c) La réduction des perturbations

Les principaux efforts ont jusqu'alors essentiellement porté sur le ferromagnétisme de coque. De nombreuses solutions ont été mises en œuvre par toutes les marines du monde. Les premières consistaient à traiter magnétiquement les matériaux pour leur donner une aimantation rémanente maîtrisée. Une solution plus sophistiquée a consisté en l'implantation de boucles dites d'immunisation dans toute la structure du navire ayant pour vocation de générer le champ opposé à son champ propre. Elle est maintenant utilisée dans la plupart des bâtiments.



Un bâtiment à coque ferromagnétique dans le champ magnétique terrestre, ces masses internes et son système d'immunisation

Ces avancées ont permis de limiter le risque inhérent au ferromagnétisme de coque. Les autres phénomènes sont alors devenus comparativement non négligeables en terme quantitatif. Des solutions ont été mises en œuvre pour les limiter. Citons par exemple la compensation des champs rayonnés des moteurs par des boucles de courant actives ou même des

conceptions optimisées de ceux-ci (travaux d'A. FOGGIA, L-L. ROUVE, thèse de M. LEGRIS, G. LECOAT et B. FROIDUROT au G2ELab). En ce qui concerne les courants corrosions, des optimisations du placement des électrodes peuvent être effectuées (Travaux de J-L. COULOMB).

d) Conclusions

Le domaine du magnétisme du navire est encore aujourd'hui à l'origine de nombreux travaux de recherche de part le monde. Même si le nombre d'équipes travaillant sur le sujet est limité, la communauté est très dynamique et très internationalisée. La paternité des premiers travaux est à attribuer aux marines occidentales (USA, Royaume-Uni, Norvège, Pays-Bas, Australie et France) et Russes mais aujourd'hui les marines asiatiques (Corée, Singapour et Chine) mettent des moyens plus que conséquents sur la problématique. La grande originalité des travaux du G2ELab dans le domaine réside certainement dans l'utilisation de la simulation numérique qui a apporté rapidité, flexibilité et précision pour quantifier les indiscretions. Ces travaux, impulsés par J-P BONGIRAUD, J-L COULOMB et G. MEUNIER font aujourd'hui référence dans le domaine et les recherches que nous menons actuellement au G2ELab restent certainement au meilleur niveau international si l'on en juge par le nombre de citations qui leur sont attribuées.

B - Contribution personnelle

1) Immunisation en boucle fermée des coques de navires (IBF)

a) Introduction à l'IBF

L'immunisation en boucle fermée est certainement l'un des *Graal* du magnétisme du navire et s'intéresse à la réduction de l'anomalie magnétique générée par l'aimantation d'une coque de navire. Nous avons vu que cette aimantation dépendait de grandeurs déterministes (la position du navire dans le champ terrestre typique) mais aussi de phénomènes d'aimantation très complexes que l'on regroupe sous le terme vague d'histoire magnétique du matériau. Cette aimantation, même si elle est parfaitement déterministe, dépend des contraintes magnétiques, thermiques et mécaniques qu'a subies le matériau tout au long de son histoire. Or, il est impossible de réaliser un suivi précis de cette histoire sur plusieurs dizaines d'années avec un bâtiment d'une centaine de mètres de long. Le problème devient alors non déterministe.

L'immunisation en boucle fermée est un système permettant au bâtiment d'auto-évaluer cette anomalie et de la compenser en temps réel par l'ajustement de courants dans des boucles présentes dans sa coque. Le bâtiment devient alors « magnétiquement silencieux ». La mise au point de ce système nécessite le développement d'un outil capable d'évaluer l'aimantation de la coque à chaque instant. Comme cette aimantation n'est a priori pas déterministe, il est alors nécessaire de faire intervenir la mesure pour renseigner les modèles. L'idée est de disséminer un certain nombre de capteurs de champ magnétique à l'intérieur du navire pour surveiller l'état d'aimantation de la coque. Cette approche est typiquement une approche inverse puisqu'il s'agira de déterminer les effets (les sources des champs) en fonction des causes (le champ magnétique dans l'air mesuré en certains points). Elle regroupe plusieurs domaines disciplinaires assez différents qui en font son originalité mais aussi sa richesse, à savoir la modélisation électromagnétique directe (dans le sens classique du terme), la théorie des problèmes inverses et la métrologie en champs magnétiques faibles (les champs mesurés étant de l'ordre de la centaine de nT).

b) Méthodologie proposée

L'aimantation d'une coque de navire se décompose en deux parties : d'une part l'aimantation induite, c'est-à-dire la réaction du matériau plongé dans un champ inducteur, et d'autre part, l'aimantation rémanente, dépendant de l'histoire magnétique du bâtiment (hystérésis, magnétostriction,...). L'IBF doit permettre l'évaluation de ces deux types d'aimantation.

La détermination des aimantations induites

Les méthodes de calcul des aimantations induites se développant dans des tôles étaient au début de ma thèse déjà bien connues. A l'époque, une méthode était privilégiée dans la communauté occidentale et bien évidemment au laboratoire, il s'agissait des éléments finis (thèse X. BRUNOTTE). Cette méthode conduisant à des matrices creuses était la seule permettant de traiter des problèmes possédant plusieurs millions de degrés de liberté avec une mémoire informatique admissible. Pourtant, elle possède quelques désavantages en particulier celui de nécessiter le maillage de la région air ce qui peut imposer quelques lourdeurs. Elle conduit également à une relation champ rayonné/source non implicite et donc difficilement inversible (nous expliciterons ce point dans la suite du document).

Un peu intuitivement à l'époque, je me suis intéressé à d'autres méthodes numériques et plus particulièrement à celle des équations intégrales utilisées très largement par l'équipe

Russe travaillant dans le domaine du magnétisme du navire. Les méthodes intégrales sont bien connues et de nombreuses équipes ont énormément travaillé sur le sujet. Leur principe repose sur le calcul d'interactions à distance (et non locales comme dans les éléments finis) ce qui permet de ne pas mailler les régions constituées d'air. Elles sont ainsi très précises pour l'évaluation de telles interactions (et donc le calcul des champs rayonnés) et conduisent à un nombre de degrés de liberté limités. Néanmoins, elle était à la fin des années 90 en perte de vitesse car leur principal inconvénient est de conduire à des matrices pleines dont le stockage en mémoire est explosif. Ce point limitait leur utilisation à des problèmes de l'ordre de 10000 degrés de liberté, limite qui rend la modélisation de dispositifs industriels de géométrie complexe difficile. Nous avons pourtant décidé de les utiliser dans le cadre de l'IBF en sachant que nous allions dans nos travaux commencer par traiter des cas géométriquement simples.

Une équation intégrale de volume, écrite dans le matériau et décrivant le problème magnétostatique, peut alors s'écrire de la façon suivante :

$$\mathbf{M}_{\text{ind}}(\mathbf{M}) + \frac{\chi_r}{4\pi} \nabla \int_V \mathbf{M}_{\text{ind}}(\mathbf{P}) \cdot \nabla \left(\frac{1}{r} \right) dV = \chi_r(\mathbf{H}) \cdot \mathbf{H}_0(\mathbf{M}) \quad (1)$$

où : \mathbf{M}_{ind} est l'aimantation induite

χ_r la susceptibilité réversible du matériau au point M

\mathbf{H}_0 le champ inducteur

M un point quelconque de la coque

P les points courants d'intégration

r la distance MP

Il existe une multitude de méthodes pour résoudre (1). Cette équation peut être résolue avec \mathbf{M}_{ind} pour variable d'état mais aussi en H ou même en potentiel scalaire magnétique total ou réduit. De même, il est possible d'utiliser des approximations avec des grandeurs constantes par élément, des fonctions nodales avec montée en ordre ou même des éléments d'arêtes. Enfin, il est possible de réaliser une collocation de l'équation au barycentre des éléments ou d'utiliser des approches variationnelles du type Galerkin. Bon nombre d'équipes ont déjà travaillé sur le problème, citons par exemple les travaux ayant été réalisés par les équipes de l'université d'Oxford (Oxford, UK), l'université technologique de Tampere

(Tampere, Finlande), le Politecnico di Torino (Torino, Italie), l'université de Fukuyama (Fukuyam, Japon) ou même l'université de Stuttgart (Stuttgart, Allemagne).

La méthode de résolution choisie lors de ma thèse est la plus simple que l'on puisse imaginer. Il s'agit d'une formulation discrétisée en M , avec approximation constante par éléments associés à une collocation. Cette approche est connue sous le terme générique de méthodes des moments magnétiques (MMM). Le problème du calcul des aimantations induites est linéaire puisque les champs inducteurs sont très faibles. La résolution de (1) conduit alors à un système d'équations linéaires carré dans lequel les inconnues sont les différentes composantes de l'aimantation induite. Ce système peut être résolu par un solveur direct classique. Une fois les aimantations obtenues, il est possible de calculer le champ externe par un simple post-traitement.

Même si cette approche souffre d'un certain nombre d'inconvénients (en particulier du « looping pattern », nom associé à l'apparition de phénomènes d'oscillations numériques en cas de perméabilités trop grandes), elle n'en demeure pas moins très performante pour la résolution qui nous intéressait.

La détermination des aimantations rémanentes

La deuxième partie de mon travail concernait l'évaluation de l'aimantation rémanente. Celle-ci est beaucoup plus complexe à mettre en œuvre. En effet, si on inclue dans l'équation intégrale (1), l'aimantation rémanente, celle-ci devient :

$$\mathbf{M}_{\text{ind}}(\mathbf{M}) + \frac{\chi_r}{4\pi} \nabla \int_V (\mathbf{M}_{\text{ind}}(\mathbf{P}) + \mathbf{M}_{\text{rem}}(\mathbf{P})) \cdot \nabla \left(\frac{1}{r} \right) dV = \chi_r \mathbf{H}_0(\mathbf{M}) \quad (2)$$

où : \mathbf{M}_{rem} est l'aimantation rémanente.

Cette équation est elle aussi très classique et souvent rencontrée lors de la résolution de problème direct. Dans une approche classique, \mathbf{M}_{rem} est connue. Il s'agit par exemple de l'aimantation rémanente des aimants d'un système électrotechnique. Le terme intégral correspond alors au champ qu'il génère et qui s'ajoute au champ inducteur \mathbf{H}_0 (qui regroupe usuellement les champs créés par les courants et les champs uniformes). Dans cette configuration, une résolution de (2) conduit au même système linéaire que (1) mais avec un second membre modifié.

Dans notre cas, le problème est beaucoup plus complexe puisque \mathbf{M}_{rem} au même titre que \mathbf{M}_{ind} est inconnue. Notre système devient alors notoirement sous dimensionné avec typiquement deux fois plus d'inconnues que d'équations. Il est alors nécessaire de rajouter de

l'information via des mesures de champs au voisinage des sources. Cet ajout d'information conduit à des nouvelles équations intégrales :

$$\mu_0 H_0(\text{Capt}) - \frac{\mu_0}{4\pi} \nabla \int_V (\mathbf{M}_{\text{ind}}(\mathbf{P}) + \mathbf{M}_{\text{rem}}(\mathbf{P})) \cdot \nabla \left(\frac{1}{r} \right) dV = B_{\text{mes}}(\text{Capt}) \quad (3)$$

où B_{mes} est l'induction dans l'air mesurée sur un capteur.

L'équation (3) permet d'écrire explicitement la relation entre sources (les aimantations) et le champ mesuré sur les capteurs. Nous voyons ici immédiatement l'intérêt de l'utilisation d'une formulation intégrale. En multipliant les capteurs, il est alors possible d'ajouter à notre problème sous dimensionné un nombre d'équations significatif.

Au début de nos travaux, la communauté se contentait exclusivement de résoudre l'équation (3). Ce problème est évidemment sous dimensionné puisque le nombre de capteurs est inférieur au nombre d'inconnues. Il est en effet illusoire (et inutile) d'envisager d'équiper un bâtiment avec un nombre de capteurs conduisant à un nombre d'équations supérieurs au nombre d'inconnues portées par le maillage de la structure. De plus, même si ce nombre de capteurs est très important, chaque mesure est entachée d'une imprécision ce qui conduit à l'ajout d'une nouvelle inconnue. Il s'agit donc d'une quête sans fin puisque toute équation ajoutée au problème, lui rajoute une inconnue. De plus, multiplier les capteurs conduit à un système linéaire possédant des équations très parallèles et donc très mal conditionné. Le problème est alors dit *mal-posé*, c'est-à-dire que sa solution n'est pas unique. La solution classique consiste alors à le régulariser pour extraire une solution répondant à des critères *a priori* permettant de réduire l'espace des solutions admissibles. Il existe un nombre très important de techniques de régularisation (régularisation de Tikhonov, inversion bayésienne,...) qui ne seront pas exposées dans ce document pour des raisons de concision. Il faut pourtant noter qu'une des difficultés de l'utilisation de ces méthodes réside dans le choix de l'opérateur régularisant, mais aussi dans le poids à lui donner.

La résolution de notre problème résidait essentiellement dans la difficulté à trouver un opérateur régularisant satisfaisant. En effet, la géométrie maillée d'un navire est complexe et il est difficile de projeter de l'information a priori sur celui-ci. La principale originalité de nos travaux a consisté en la résolution simultanée des équations (2) et (3). C'est en ajoutant à la relation sources/champs, une relation sources/sources issues des lois d'aimantation des matériaux que nous avons obtenu une méthode d'identification robuste. Nous avons donc, au

lieu d'ajouter une information statistique pondérée, imposé un comportement de la tôle gouverné par les lois de la physique du matériau.

c) Aspects métrologiques

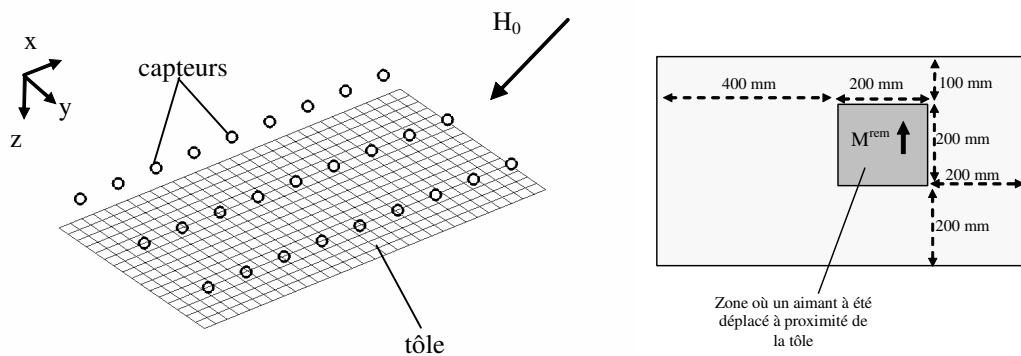
Les champs magnétiques générés par l'aimantation rémanente de tôles sont par nature faibles et statiques. Leur valeur est de l'ordre de quelques centaines de nanoteslas à quelques dizaines de centimètres des tôles (rappelons que la valeur du champ terrestre est de $50\mu\text{T}$ à notre latitude). Nous sommes confrontés à des champs dont les valeurs sont minuscules comparées à celles classiquement rencontrées dans le domaine du génie électrique. Il est donc nécessaire de développer des instrumentations très spécifiques dans l'objectif de les mesurer précisément. C'est une des raisons d'être du LMMCF d'Herbeys (Laboratoire de Métrologie Magnétique en Champ Faible). Celui-ci est constitué d'un générateur de champ magnétique 3 axes ($\pm 70\mu\text{T}$) composé de boucles avec un volume utile homogène de $2\times 2\text{m}$ sur 15m . Il permet ainsi de créer toutes variations de champ imaginable de l'ordre du champ terrestre. Evidemment, tout le bâtiment est magnétiquement « propre » puisque composé de bois et d'aluminium. A ce simulateur, est associé un parc de capteurs de champ magnétique. C'est la technologie Fluxgate qui est principalement utilisée. Cette technologie est peu connue dans le domaine du génie électrique, mais permet la mesure de champs très faibles avec une très bonne précision (de l'ordre de la dizaine de nT). Par contre, elle demeure encore souvent limitée en gamme (quelques centaines de μT) et en fréquence (DC-1kHz). Nous verrons par la suite qu'une des originalités de mes travaux réside dans l'utilisation de ces capteurs faible champ et basse fréquence dans d'autres problématiques que celle du magnétisme du navire.



Le simulateur de champ magnétique du LMMCF d'Herbeys. Sur la photo apparaissent les bobines longitudinales, verticales et transverses ainsi que le chemin de roulement.

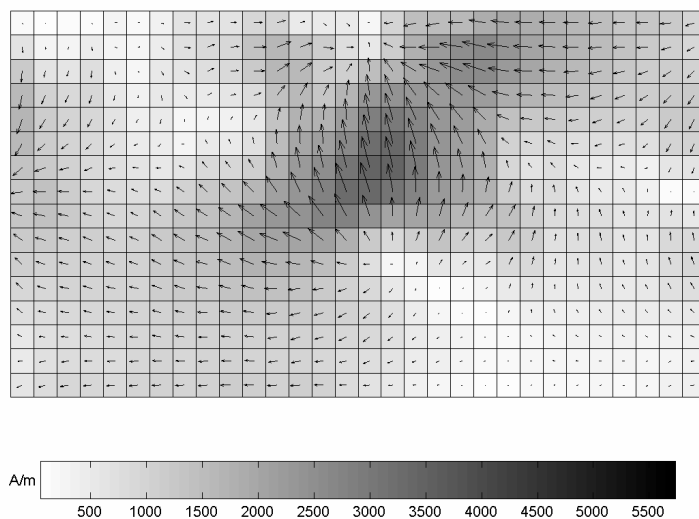
d) Exemple d'identification de l'aimantation d'une plaque

Afin d'illustrer notre méthode, nous allons présenter un premier exemple. Il s'agit de l'identification de l'aimantation d'une tôle d'acier initialement désaimantée. Un aimant a été déplacé en son voisinage dans une zone carrée bien précise afin de lui conférer une aimantation locale rémanente importante. Le champ magnétique vectoriel a été mesuré au voisinage de la tôle en 27 points (en réalité 3 capteurs ont été utilisés, la tôle étant en mouvement sur un chemin de roulement).



La tôle, son maillage, les positions de capteurs associées ainsi que la zone d'aimantation rémanente.

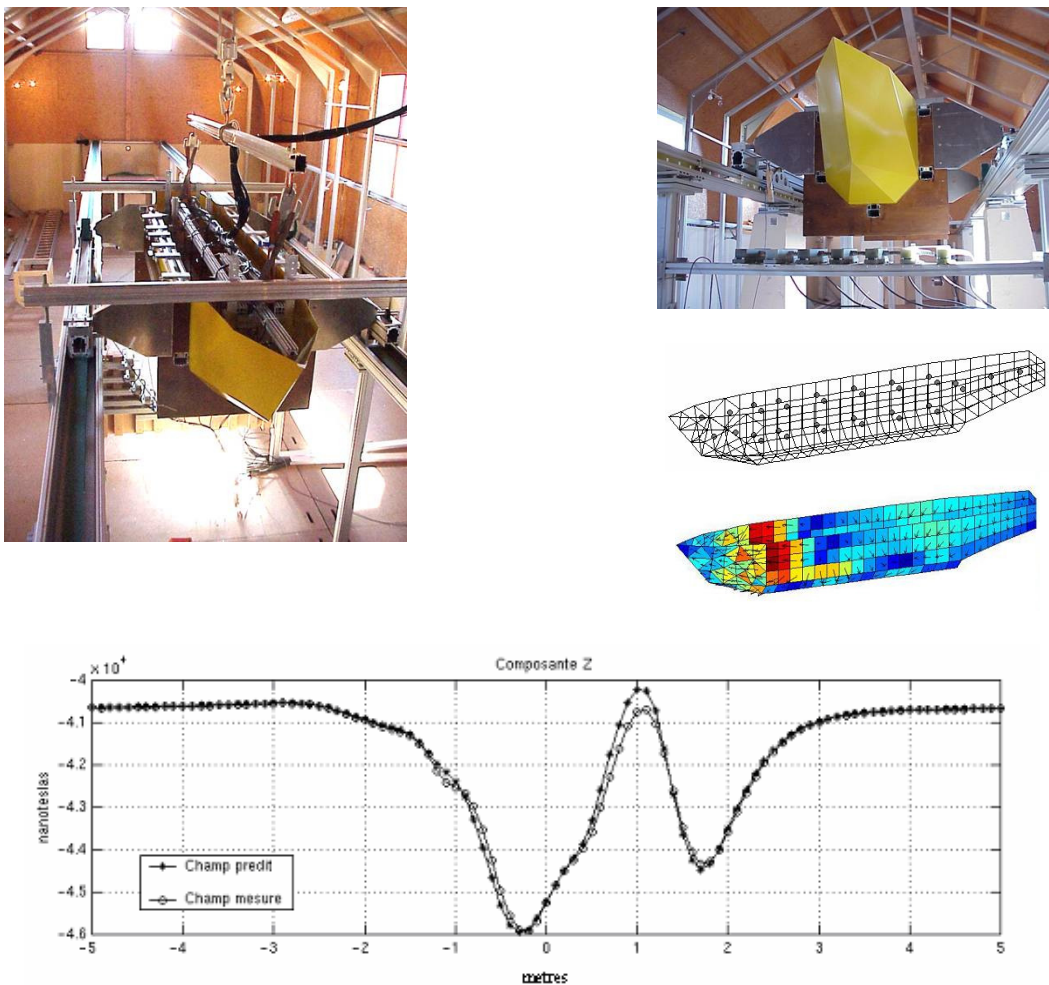
Notre méthode nous a permis de retrouver la distribution suivante permettant d'identifier avec une très bonne résolution spatiale la zone que nous avons préalablement aimantée.



Distribution d'aimantation obtenue après résolution du problème inverse. La distribution représente la somme des aimantations induites et rémanentes

e) L'IBF sur une maquette simplifiée

Après avoir illustré notre algorithme sur un cas simple, nous allons montrer les résultats obtenus sur une maquette de navire simplifiée à la fin de ma thèse de doctorat. Rappelons que l'objectif est, à partir de mesures internes du champ magnétique, de prédire le champ externe. Une maquette de navire de 5m de long a donc été construite, placée dans le simulateur de champ et instrumentée à l'aide d'une quarantaine de capteurs de champ magnétique triaxiaux du type fluxgate. Ces capteurs nous ont permis la mesure de niveaux d'induction de l'ordre de quelques dizaines de nanoteslas. Le champ prédit obtenu a montré une très bonne corrélation avec celui mesuré.



Maquette instrumentée par des capteurs fluxgate dans le simulateur de champ du LMMCF, maillage et position des capteurs, aimantation reconstruite et comparaison champ vertical mesuré et prédit sous quille.

Ma thèse a reçu le prix de thèse DGA 2002 ainsi que le prix de thèse de l'INPG 2001. Les travaux ont été publiés dans [\[R-01\]](#), [\[R-03\]](#), [\[R-04\]](#), [\[R-05\]](#) et brevetés dans [\[B 01\]](#). Un article de synthèse intitulé "Recent Improvements for Solving Inverse Magnetostatic Problem Applied to Thin Shells" (référence [\[R-03\]](#)) peut être consulté en annexe.

f) Un démonstrateur plus réaliste

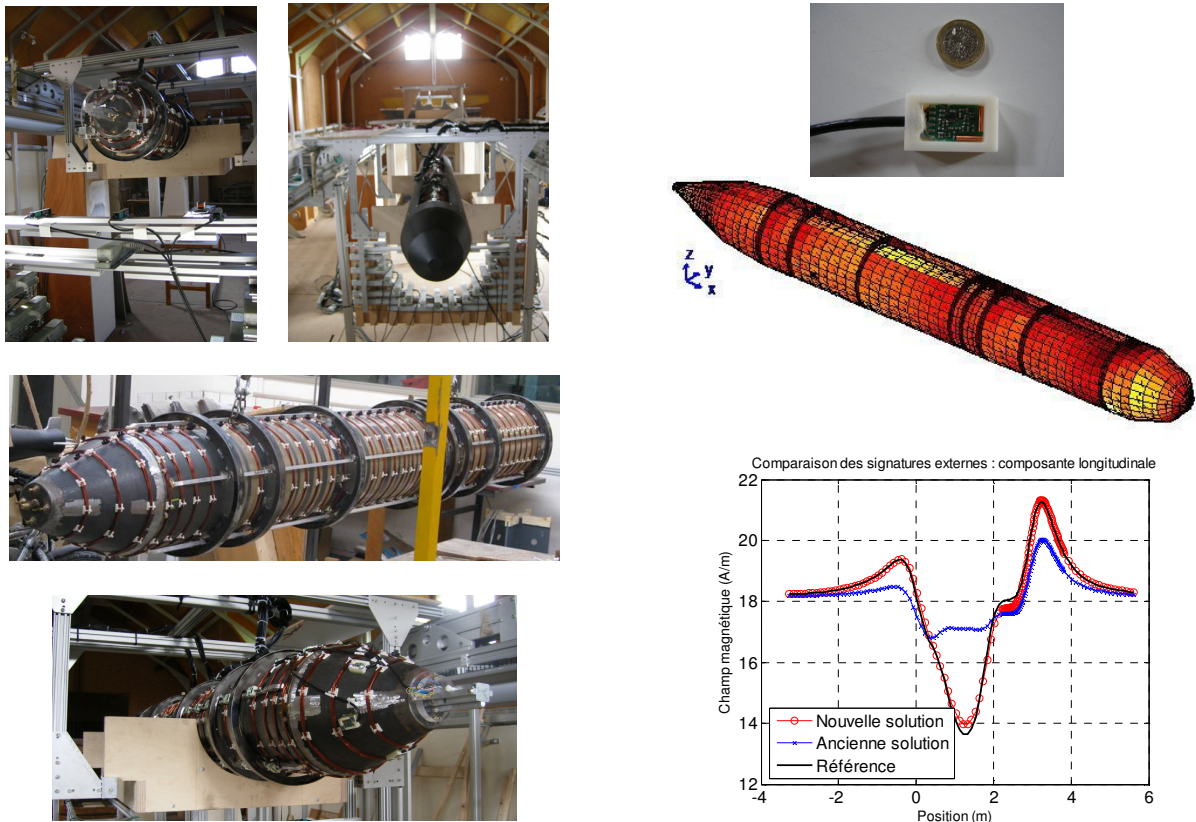
En 2005, la société DCNS (ex : Direction des Constructions Navales – DCN) nous a proposé de continuer nos travaux sur l'IBF. Il s'agissait de réaliser un démonstrateur du système sur un modèle réduit de sous-marin plus représentatif d'un bâtiment réel. Ce travail a eu pour cadre la thèse de doctorat de Yannick VUILLERMET soutenue en 2008. Le système IBF appliqué aux sous-marins est particulièrement pertinent puisque les coques de ceux-ci subissent d'énormes effets de pression. Le phénomène de magnétostriction induit donc des modifications notables des aimantations à chaque plongée. La connaissance de ces aimantations en temps réel est donc cruciale pour assurer une discrétion magnétique efficace. Le type de sous-marin qui nous a été imposé était du type « double coque » (la coque interne étant dédiée aux effets de pression et la coque externe à l'hydrodynamisme). Les capteurs devaient être placés entre les deux coques. Cette localisation possède l'avantage immédiat d'éloigner les capteurs des zones perturbées magnétiquement (systèmes électriques internes au sous-marin, machines tournantes, masses magnétiques non maîtrisées,...). Une mesure « propre » est donc envisageable. Par contre, une des difficultés réside dans le fait que l'espace entre les deux coques est très restreint, les capteurs doivent donc être placés très près de celle-ci (voire collés à l'une d'entre elle). Ce point est une difficulté réelle puisque, dans cette configuration, l'observation des effets n'est plus globale, mais très locale. Enfin, le nouveau démonstrateur devait posséder une complexité géométrique accrue pour s'approcher le plus possible d'un bâtiment réel (présence de renforts de coques,...).

Les algorithmes développés lors de ma thèse de doctorat se sont révélés insuffisants quant à leur robustesse. C'est principalement le fait que les capteurs soient collés à la tôle qui semblait poser problème. Il a été alors nécessaire d'adapter les méthodes précédemment développées. Les principales avancées ont été :

- L'utilisation de nouvelles formulations électromagnétiques intégrales pour résoudre le problème direct (potentiel scalaire magnétique avec approximation nodale à l'ordre 1),
- Le développement d'une méthode originale de régularisation pour résoudre le problème inverse,
- Le couplage avec des algorithmes bayésiens afin de prendre en compte les incertitudes de modèle et de mesures et de rajouter de l'a priori pour assurer une meilleure robustesse.

Aujourd'hui, l'algorithme d'inversion est devenu complexe, repose sur un savoir faire important et est en grande partie confidentiel.

Une maquette (3m de long) a été réalisée dans les ateliers de DCNS à Brest. Elle a été instrumentée au laboratoire avec une soixantaine de capteurs vectoriels de champ magnétique du type fluxgate couplée avec une chaîne d'acquisition. Les résultats obtenus pour la prédiction du champ magnétique externe ont été d'une remarquable qualité ce qui permet d'envisager l'implantation du système sur un bâtiment réel. Il faut noter que le développement de ce démonstrateur constitue une première mondiale, montrant pour la première fois à notre connaissance, la faisabilité du concept d'immunisation magnétique en boucle fermée.



Maquette de sous-marin instrumentée par des capteurs fluxgate dans le simulateur de champ du LMMCF, capteur fluxgate vectoriel utilisé, distribution d'aimantation obtenue et comparaison champ externe prédit/ champ externe mesuré (En noir, la mesure, en rouge les résultats après la thèse de Yannick VUILLERMET, en bleu les résultats de l'algorithme développé au cours de ma thèse).

Les parties non confidentielles de ces travaux ont été publiées dans [\[R-14\]](#), [\[R-18\]](#) et un brevet [B3] a été déposé. Y. VUILLERMET a obtenu le prix de thèse 2010 de Grenoble-INP.

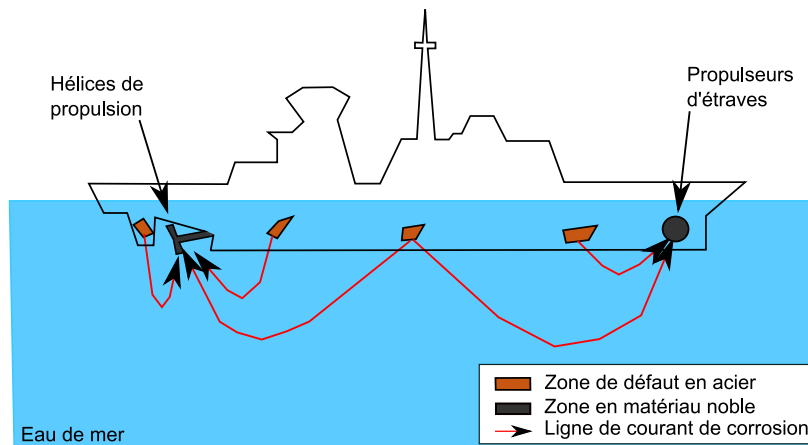
2) Etude des champs électriques générés par les navires et diagnostic des zones corrodées

Ce travail a eu pour cadre la thèse de doctorat d'A. GUIBERT soutenue en 2009. Cette thèse a été réalisée en collaboration avec la Délégation Générale pour l'Armement (DGA). Elle a donné lieu à une collaboration forte avec le LEPMI (Laboratoire d'Electrochimie et de Physicochimie des Matériaux et des Interfaces) à Grenoble et plus particulièrement avec R. NOGUEIRA.

a) Introduction à la corrosion et aux risques électromagnétiques associés

Comme nous l'avons évoqué en début de chapitre, les phénomènes intervenant dans un navire et générant des champs électromagnétiques perturbateurs sont multiples. Si pendant des années, le ferromagnétisme de coque (pour les navires à coque d'acier) a été le souci principal des marines, les techniques de compensation ont permis de réduire significativement ce risque. D'autres phénomènes, jusqu'alors considérés comme du deuxième ordre, ne peuvent aujourd'hui plus être négligés. C'est le cas des courants de corrosion.

Les courants de corrosions ont pour origine la mise en présence d'acier et de métaux plus noble (bronze des hélices par exemple) dans un milieu conducteur : l'eau de mer. Un couple galvanique se crée entre ces deux composants de potentiels électrochimiques différents induisant un courant dans l'eau de mer qui se reboucle à l'intérieur du navire. Ce courant crée un champ électrique, mais aussi un champ magnétique. Même si les indiscretions générées sont certainement faibles en amplitude, elles sont souvent modulées par la fréquence de rotation de l'hélice ce qui peut les rendre détectables à grande distance. Il faut noter que l'acier n'est pas volontairement mis en contact avec l'eau de mer puisqu'il est protégé par une couche de peinture (souvent anti-corrosion). Par contre, celle-ci n'est pas parfaitement isolante et les chocs ou sa dégradation naturelle (porosité) induisent ce phénomène qui va en augmentant et conduit à la dégradation locale de la coque. Le navire devient alors de plus en plus indiscret. Enfin, un des problèmes cruciaux est que la coque corrodée se fragilise mécaniquement mettant en danger le bâtiment lui-même.



Bâtiment et représentation des lignes de courant issues de la corrosion naturelle

Il existe des systèmes de protection pour limiter ces phénomènes. Ils sont regroupés sous le terme générique de protections cathodiques. Citons par exemple, les PCAS (Protection Cathodique par Anodes Sacrificielles) ou même les PCCI (Protection Cathodique par Courant Imposé). Sans rentrer dans une description approfondie de ces systèmes, il faut noter que même en présence de ces systèmes de protection, des courants circulent dans l'eau de mer au voisinage du bâtiment, mais suivent des trajets différents. L'origine n'est plus l'acier, mais des zones particulières dédiées, la coque est alors protégée de la rouille.

L'objectif qui nous a été proposé par la DGA était donc de développer des formulations électromagnétiques permettant de calculer les champs électriques et surtout magnétiques générés par ces courants. En effet, si le calcul des champs électriques générés par la corrosion est bien connu et proposé par des logiciels commerciaux (BEASY, PROCOR,...), celui du champ magnétique associé est plus original.

Dans un deuxième temps, un autre objectif s'est ajouté à ce travail. L'idée est à notre connaissance originale et n'avait pas encore été proposée. Il s'agit de résoudre le problème inverse à savoir, à partir de mesure de potentiels ou de champs électriques dans l'eau de mer au voisinage du bâtiment, de retrouver les zones corrodées.

b) Méthode de calcul des champs électromagnétiques générés par la corrosion

Pour calculer les courants de corrosion qui se développent dans l'eau de mer, nous nous sommes intéressés à une formulation intégrale. Cette approche est très classique et est utilisée par les logiciels commerciaux mentionnés précédemment. Elle se justifie par le fait que l'eau n'a pas à être maillée et en particulier l'infini.

La formulation repose sur la discrétisation et la résolution de la troisième identité de Green :

$$h\varphi(M) = \int_s (\varphi(P) \cdot \nabla \left(\frac{1}{r}\right) \cdot n - \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi(P)}{\partial n}) dS \quad (4)$$

où φ est la potentiel scalaire électrique

S est la surface délimitant l'eau de mer

M est un point quelconque dans l'eau de mer

P est un point sur S

h est l'angle solide de S vu du point M

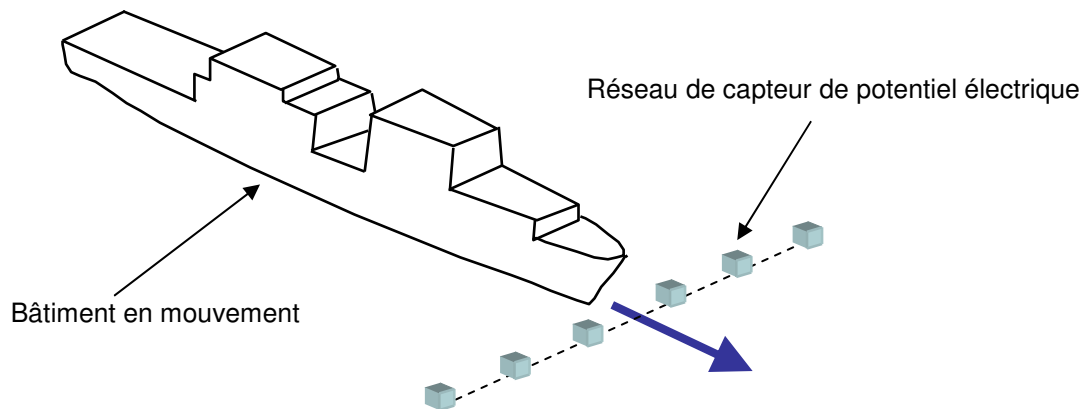
r est la distance PM

Si le problème est bien posé, soit φ , $\partial\varphi/\partial n$ (image du courant), ou la relation $\varphi=f(\partial\varphi/\partial n)$ (appelée courbe de polarisation) sont connus en un point de la coque. Nous avons résolu cette équation avec une méthode de collocation et des fonctions de forme à l'ordre 0 pour les inconnus $\partial\varphi/\partial n$ mais aussi φ . Cette approche est très simple, mais les résultats qu'elle retourne sont parfaitement satisfaisants. Une fois le problème résolu, le potentiel et les courants peuvent être obtenus dans tout le domaine.

Si le calcul du champ électrique est largement maîtrisé, le calcul du champ magnétique est plus délicat. En effet celui-ci doit être effectué dans l'eau de mer, c'est-à-dire dans le conducteur. Ce type de calcul n'est pas anodin puisque, dans l'immense majorité des cas, le champ magnétique est calculé à l'extérieur des conducteurs. Un calcul par la formule de Biot et Savart nécessiterait de mailler le volume d'eau, ce que nous voulions éviter grâce à l'utilisation d'une méthode intégrale. De plus, même si un maillage volumique était généré, des difficultés d'intégration de la formule de Biot et Savart apparaîtraient certainement. Une des originalités de ce travail a été le développement d'une méthode de calcul du champ magnétique uniquement par des intégrales surfaciques exprimées à la surface de la coque. Cette méthode permet d'éviter le maillage de l'eau de mer, lève les singularités artificielles de la formule de Biot et Savart et a conduit à des résultats très satisfaisants.

c) Une méthodologie de diagnostic des zones de corrosion de coque de navire

Lors de ce travail de thèse une idée originale a émergé. L'idée était de considérer le problème en inverse. Il s'agit à partir de mesures de champ électrique dans l'eau de mer effectuées au voisinage du bâtiment de remonter aux zones corrodées de la coque. Cette technique pourrait permettre de réaliser un diagnostic de corrosion des structures immergées très simplement. Elle pourrait ainsi être très compétitive par rapport aux autres approches qui résident principalement en un examen de la coque en cale sèche. Un tel système permet alors de diagnostiquer l'état de corrosion d'une structure immergée sans avoir à la mettre en cale sèche. L'avantage est alors énorme en terme de temps et évidemment de coût. A notre connaissance, cette approche est très originale et aucun travail équivalent n'a été trouvé dans la littérature.



Principe du diagnostic de la corrosion de la coque d'un navire. Un bâtiment est en mouvement au dessus d'un réseau de capteurs électriques immergés

Considérons de nouveau l'équation de Green écrite dans l'eau de mer (et non plus sur la surface) en particulier au point où sont positionnés des capteurs de potentiel électrique. Nous obtenons :

$$\varphi(\text{Capt}) = \frac{1}{4\pi} \int_s \left(\varphi(P) \cdot \nabla \left(\frac{1}{r} \right) \cdot n - \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi(P)}{\partial n} \right) dS \quad (5)$$

Cette relation relie explicitement les sources de champ électrique sur la surface de la coque au potentiel mesuré. La méthode consiste en la résolution simultanée de (4) et (5) conduisant à un problème mal-posé. Il a alors été nécessaire de le régulariser. Plusieurs méthodes ont été testées et comparées telles qu'une approche du type Tikhonov à l'ordre 1 ou des moindres carrés sous contraintes. Nous obtenons alors les potentiels et sa dérivée (le courant rentrant) sur toute la coque. Les zones où le courant rentre sont alors diagnostiquées

comme celles attaquées par la corrosion. Enfin, il faut noter que les techniques développées dépassent largement le cadre du magnétisme du navire et pourraient s'appliquer au diagnostic de corrosion de nombreuses autres structures (pipeline, pétroliers, plateformes maritimes, parc d'éoliennes off-shore,...). Notons que cette idée a été reprise récemment à l'université Kyungpook (Daegu, Corée).

Ces travaux ont donné lieu à la publication de [\[R-21\]](#) et [\[R-25\]](#). L'article, intitulé "Ships Hull Corrosion Diagnosis From Close Measurements of Electric Potential in the Water" (Référence [R-21]) et proposé en annexe, expose les principes de la méthode.

d) Premières validations expérimentales

Un premier banc d'essai, réalisé en collaboration avec le LEPMI, a donné des résultats très concluants. Un bloc d'acier peint avec deux zones laissées nues (et donc sujettes à la corrosion) a été immergé dans un bac d'eau salée. Avec l'aide de quelques mesures de potentiel dans l'eau salée, il a été possible de retrouver la localisation des zones corrodées précisément.

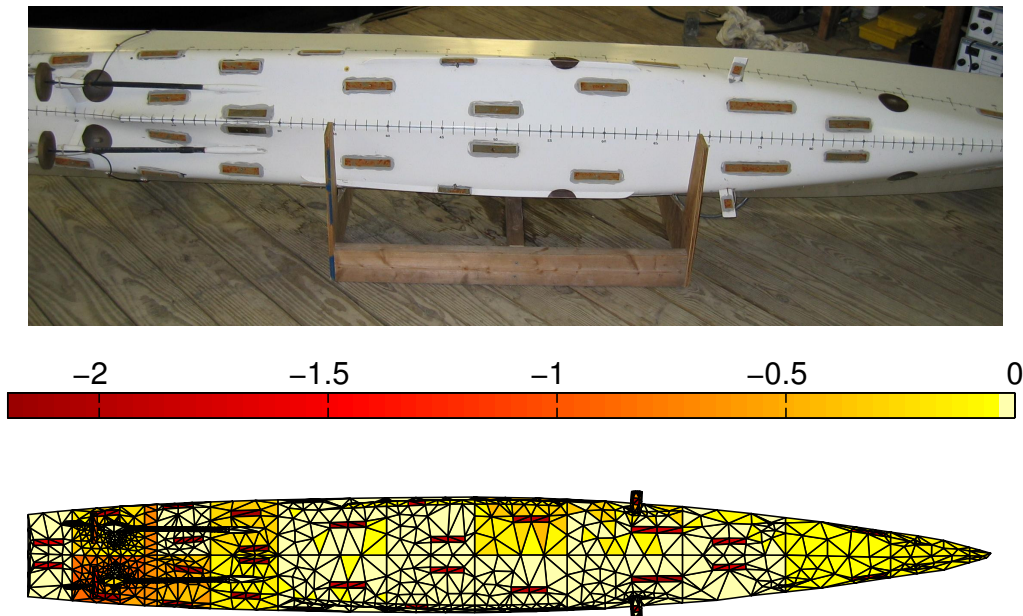


Volume d'acier immergé dans un bac contenant de l'eau salée et une électrode de mesure mobile. La surface noire est peinte et les deux surfaces grises sont les zones où a lieu la corrosion. La figure de droite représente les zones corrodées identifiées par résolution du problème inverse (en jaune), il s'agit dans cet exemple des zones où le potentiel est le plus faible.

e) Validation sur une maquette de navire

Cette méthode a été également testée sur une maquette de navire de 2,50 m de long instrumentée au NRL de l'US Navy (Key West, USA) en collaboration avec le GESMA et DCNS. Elle a été réalisée en epoxy. Différentes zones de défauts ont été placées régulièrement sur la coque, sous la forme de rectangles d'acier nu. Les systèmes de propulsion principaux et d'étraves sont composés de métaux nobles (Nickel / Aluminium / Bronze). Un système de protection cathodique par courant imposé (PCCI) est placé sur la coque, sous la forme de six pièces en platine. Le courant part donc de ces zones et se reboucle par les rectangles d'acier représentatifs des défauts. Des mesures de champs électriques ont

été effectuées sous la quille et le problème inverse résolu. Ces résultats, même s'ils ne constituent qu'une première étape, ont été très encourageants.



La maquette du NRL et le potentiel de coque reconstruit à partir du champ électrique mesuré sous quille (35 cm). Remarquons que dans cet exemple les défauts sont maillés ce qui constitue un « inverse crime » flagrant. La suite logique serait donc d'inverser à partir d'un maillage quelconque. Pour des raisons de difficultés d'import de CAO, ce test n'a pas encore pu être réalisé.

C - Conclusions

Depuis plusieurs dizaines d'années, l'ERT CMF du Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble développe des méthodes à la fois métrologiques et numériques spécifiques dédiées à la problématique du magnétisme du navire. Depuis 1998, j'ai participé à ces travaux activement et acquis un certain nombre de compétences dans ce domaine. Ces travaux sont une des originalités de mes recherches. Même si ces méthodes sont parfois dédiées à une problématique bien précise, elles n'en demeurent pas moins générales et peuvent dépasser le cadre du domaine strictement militaire. Depuis mon recrutement au CNRS en 2003, je me suis donc employé à trouver des applications civiles à la mesure de champs magnétiques de faible intensité basses fréquences et à la modélisation directe et inverse des champs de fuite des dispositifs du génie électrique. Ces travaux seront exposés dans une troisième partie qui traite de la modélisation électromagnétique des dispositifs du génie électrique.

III - Modélisations électromagnétiques des dispositifs en approche directe

A - Contexte

Ce deuxième axe de recherche concerne la modélisation de dispositifs du génie électrique dans le sens classique du terme. Mes travaux consistent en l'application de méthodes spécifiques associées à des dispositifs variés. Ils viennent en support à une activité déjà pérenne dans l'équipe « Modèles, Méthodologie et Méthodes Appliquées au Génie Electrique » du G2ELab. Cette équipe travaille depuis plus d'une trentaine d'années sur les méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles appliquées à l'électromagnétisme basses fréquences. Au début de ma carrière, j'ai naturellement été intégré à cette équipe qui possédait une forte dynamique de recherche et un rayonnement important, puisqu'elle est à l'origine du logiciel éléments finis FLUX. Cette équipe collabore activement avec la société Cedrat qui assure le co-développement des logiciels qui vont être évoqués dans cette partie. Cette coopération, en plus d'apporter des moyens humains supplémentaires, permet la valorisation et la pérennisation des formulations développées. Elle offre également un large éventail de collaborations potentielles. Il s'agit donc d'un environnement de travail très riche, très dynamique et en tous points exceptionnels.

B - Travaux concernant la méthode des éléments finis

1) Introduction

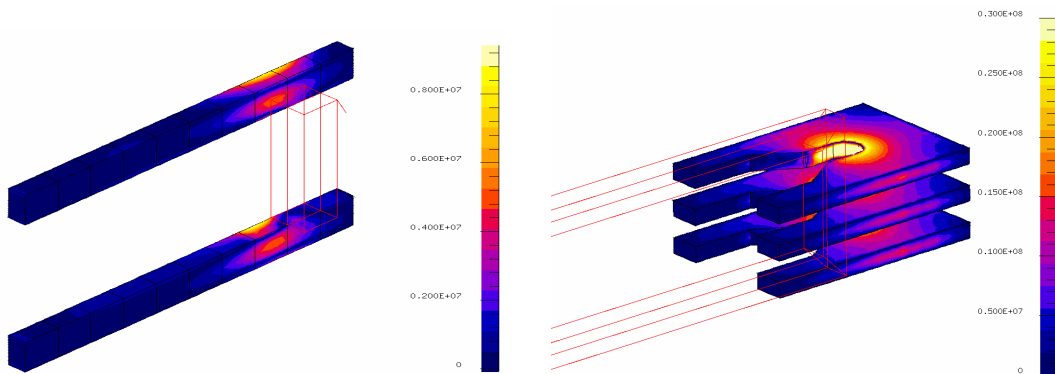
Une difficulté importante pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques est liée à la recherche de formulations éléments finis performantes en 3 dimensions. Une formulation originale basée sur l'utilisation du potentiel scalaire magnétique et potentiel vecteur électrique (formulation $T-\Phi$) a été proposée au laboratoire, il y a quelques années. Elle s'avère être une alternative très performante par rapport au potentiel vecteur magnétique traditionnellement utilisé. Cette formulation qui autorise la prise en compte des courants induits en trois dimensions, le couplage avec les circuits d'alimentation et la modélisation du mouvement, a été utilisée avec succès pour la résolution de problèmes complexes dont la modélisation était inaccessible jusqu'alors.

2) Modélisation électromagnétique des chambres de coupure

Ces travaux ont été effectués avec la société Schneider Electric dans le cadre d'un post-doctorat (2001-2003). Ils visaient à modéliser les arcs électriques intervenant pendant les phases de coupure des disjoncteurs en utilisant des modèles numériques d'arcs électriques, basés sur des approches magnétiques simples et en les couplant avec les équations de Maxwell par la méthode des éléments finis en formulation $T-\Phi$.

Une première action concernait les disjoncteurs domestiques basses tensions. Il s'agissait de prendre en compte les courants de Foucault générés par la présence d'un arc électrique pendant la phase de coupure. Ces courants de Foucault peuvent être induits à la fois par un mouvement de l'arc, par sa déformation ou par un courant variable. L'objectif est de pouvoir évaluer les efforts électrodynamiques et les puissances dissipées par de tels effets dans les dispositifs étudiés. Pour ce faire, des formulations éléments finis originales en potentiel scalaire magnétique avec mouvement ont été développées.

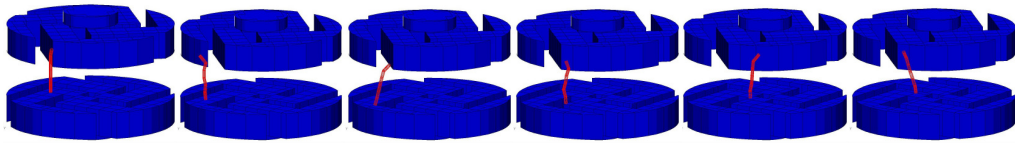
Ces travaux ont été publiés dans un article intitulé "*Eddy-Current Effects in Circuit Breakers During Arc Displacement Phase*" (Référence [\[R-06\]](#)). Il est proposé au lecteur en annexe.



Modélisation permettant de quantifier l'influence des courants induits lors de la phase de coupure d'un disjoncteur basse tension. L'arc est représenté par un inducteur non maillé en mouvement, à gauche sont visibles les courants induits dans les amenées, à droite, dans les séparateurs au fond de la chambre. L'arc se déplace de la gauche vers la droite.

La deuxième action concernait les disjoncteurs moyenne tension à technologie vide. Il s'agissait de développer un outil capable de prévoir le comportement des arcs électriques pendant les phases d'ouverture des disjoncteurs. Un modèle d'arc électrique basé sur la minimisation de son énergie dans le champ magnétique baignant le disjoncteur a été utilisé. Ce modèle a été couplé avec une méthode de calcul de champ magnétique toujours basée sur une formulation éléments finis magnétostatique en potentiel scalaire réduit. L'ensemble a

conduit à un outil qui a été utilisé dans les bureaux d'études de Schneider Electric et publié dans [\[R-07\]](#).



Modèle d'arc électrique en mouvement dans une chambre de coupure à vide. A chaque pas de temps, une carte de champ est obtenue par calcul éléments finis, l'arc est repositionné en fonction de cette carte.

3) Modélisation de composants intégrés d'électronique de puissance

a) Introduction

Ce travail a eu pour cadre la thèse de doctorat d'A. T. PHUNG soutenue en septembre 2006. Elle a donné lieu à une collaboration avec l'équipe « Electronique de Puissance » du laboratoire et également avec la société Cedrat.

Ce travail visait à généraliser et améliorer l'étendue de la formulation $T-\Phi$, en particulier pour la simulation des nouveaux dispositifs intégrés de l'électronique de puissance fonctionnant en fréquence élevée (transformateurs planars, alimentations LCT, etc...). Il s'agissait d'étendre ses possibilités pour la résolution des problèmes tridimensionnels, en permettant :

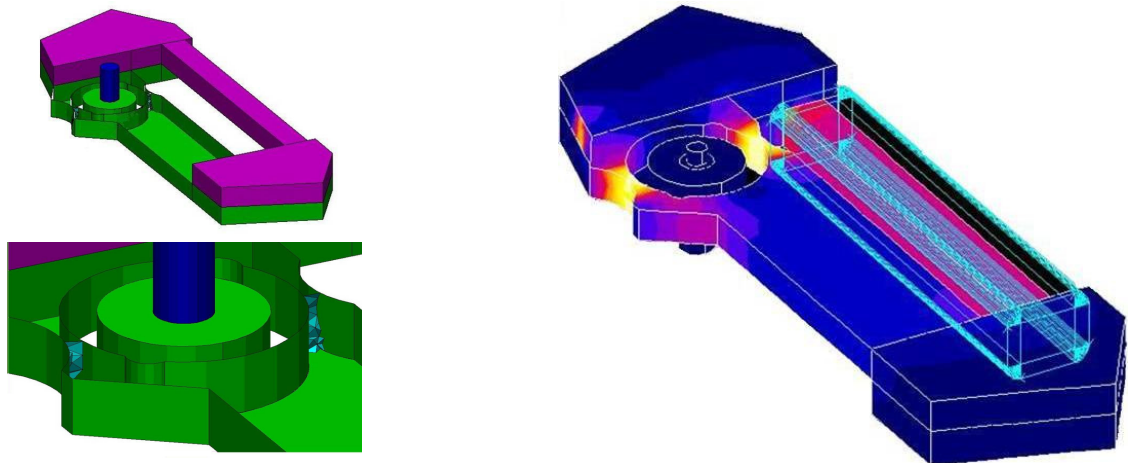
- le traitement d'inducteurs de formes complexes
- la résolution de problèmes possédant une fréquence élevée

b) La génération automatique de coupures

La formulation éléments finis proposée est encore ici basée sur l'utilisation conjointe du potentiel scalaire magnétique et du potentiel vecteur électrique. Dans ce contexte, des précautions particulières doivent être prises pour obtenir une solution précise tout en s'affranchissant des problèmes de connexité induits par les boucles de courant. Une solution intéressante consiste à définir et limiter des domaines de calculs des inducteurs sources d'une part et à introduire des coupures dans les circuits magnétiques et électriques d'autre part. Usuellement, ces opérations doivent être décrites par l'utilisateur ce qui limite largement l'utilisation de cette méthode dans le cas d'inducteurs et de circuits magnétiques de formes complexes. La première partie de la thèse a consisté à mettre au point un algorithme permettant la détermination et le traitement automatique des problèmes de connexité, ceci par

la création automatique de coupures. Ce problème a déjà été traité par des équipes de l'université de Bath (Bath, UK) ou de l'université d'Oxford (Oxford, UK). L'idée principale résidait dans le dégonflement du maillage autour de bobines pour trouver une surface « bouchant » celle-ci. L'intersection de cette surface avec les circuits magnétiques conduisait aux coupures. Nous avons abordé le problème différemment en « gonflant » les circuits magnétiques. Cette approche simple et originale permet alors de traiter efficacement les problèmes comportant des bobines non maillées. Ces méthodes ont été intégrées à la version commerciale des logiciels Flux. Deux exemples sont présentés ici. Le premier concerne un problème classique nécessitant deux coupures. Le second traite d'une configuration d'inducteurs beaucoup plus complexe.

Ces travaux ont été publiés dans un article intitulé “*Automatic Cuts for Magnetic Scalar Potential*” (Référence [\[R-08\]](#)). Il apparaît en annexe de ce document.



Géométrie d'un moteur de montre, coupure automatique générée et carte d'induction obtenue après résolution

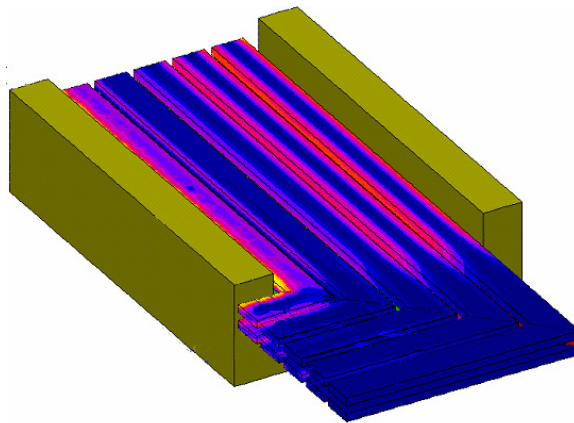


Exemple de coupures générées sur un agencement de conducteurs à géométries complexes.

c) Techniques d'homogénéisation

La seconde partie de la thèse a consisté à étendre les formulations précédentes, destinées traditionnellement aux problèmes en basses fréquences, vers les dispositifs intégrés

fonctionnant en fréquences plus élevées. En particulier les formulations doivent permettre la prise en compte des pertes par courants de Foucault se développant dans ces dispositifs. Or, les fréquences de fonctionnement étant importantes (plusieurs dizaines de kHz), les courants induits présentent un effet de peau très marqué. Il est donc nécessaire de mailler très finement les dispositifs, ce qui conduit à des systèmes impossibles à résoudre avec les capacités de calcul actuelles. La solution choisie a été d'utiliser le concept de perméabilité complexe équivalente qui permet de modéliser les dispositifs tout en gardant une taille de maillage acceptable. Un des points difficiles est la détermination de cette perméabilité pour des conducteurs de forme rectangulaire. Des méthodes originales ont été développées pour surmonter cette difficulté. Elles ont été publiées dans [\[R-12\]](#).



Modélisation éléments finis 3D d'un transformateur planar. Les conducteurs sont modélisés par une perméabilité complexe ce qui permet le calcul des pertes par effets de proximité tout en évitant de mailler l'épaisseur de peau.

4) Modélisation de convertisseurs électromécaniques

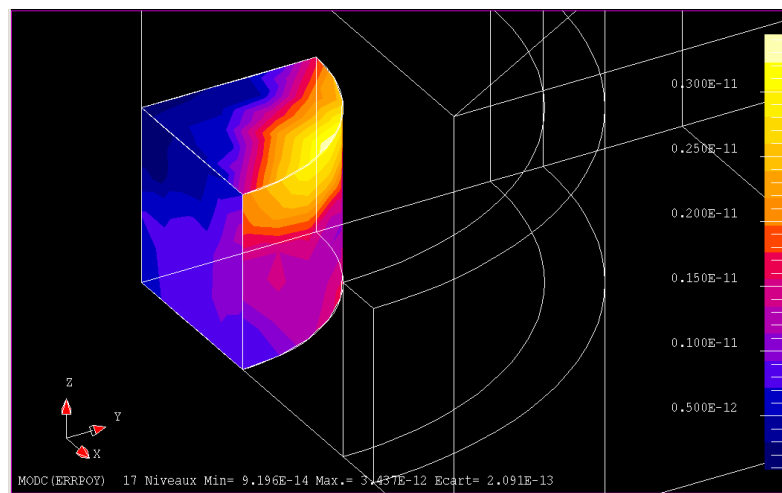
Cet axe de recherche a pour cadre la thèse de D. LADAS soutenue en 2008. Elle a donné lieu à une collaboration avec Schneider Electric et de la société Cedrat.

Il s'agit, au cours de cette étude, d'étendre la validité des formulations $T-\Phi$ aux cas de dispositifs comprenant des pièces rigides en mouvement et suivant une trajectoire quelconque. Deux difficultés distinctes sont à prévoir :

La première concerne la prise en compte de l'effet de peau apparaissant dans les pièces massives conductrices en mouvement. Ces effets étant, là encore, très localisés en périphérie des pièces, il convient d'adapter le maillage éléments finis en conséquence pour garder des systèmes matriciels de taille acceptable. Ce maillage « optimal » dépend des sources, des matériaux, des vitesses et donc des conditions de fonctionnement du dispositif. Trouver un

maillage optimal n'est donc pas évident a priori et est une tâche qui à intérêt à être automatisée. On parle alors de maillage auto adaptatif. Il est alors nécessaire de définir un critère d'erreur qui permet d'évaluer les zones de modélisation dont le maillage doit être raffiné. Un nombre très important d'équipes s'est intéressé à la question. Rien que pour la communauté francophone de la modélisation électromagnétique « basse fréquence », des travaux remarquables ont été réalisés à l'université de Lille, à l'université de Nancy, à l'université de Liège ou à l'université de Lyon. L'originalité de cette thèse réside dans l'utilisation d'un critère énergétique basé sur la conservation du vecteur de Poynting. Ce critère « a posteriori » original, dont V. MAZAURIC est à l'origine, a été mis en œuvre sur un ensemble de cas 2D et 3D.

La deuxième difficulté pour la prise en compte du mouvement dans une approche éléments finis est le remaillage de la région air, car celle-ci subit des déformations importantes. Il s'agit principalement d'expérimenter et de mettre au point des techniques de remaillage automatique, tout en assurant une bonne régularisation et une maîtrise de la répartition des mailles. Une technique de maillage par boule (« bubble meshing ») a été mise au point. Elle a été expérimentée avec succès en deux dimensions.



Carte d'erreur 3D pour un cas test de chauffage par induction. Les zones en jaunes sont celles où l'erreur est la plus importante.

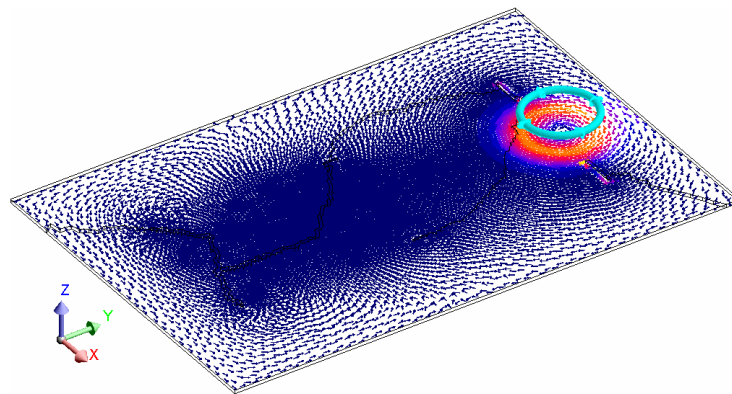
Ces travaux ont donné lieu à la publication de [\[R-9\]](#).

5) Modélisation de cas test de contrôle non destructif

Ce projet nommé PLAYA était une collaboration entre la société Cedrat, Electricité de France, le L2EP et le G2ELab. Il a été financé par l'ANR dans le cas d'un appel à projet RNTL.

La technique de Contrôle Non-destructif par Courants de Foucault (CNDCF) est une technique séduisante qui devrait concurrencer prochainement les approches radiographiques ou acoustiques. Pour assurer la viabilité de cette technologie, il est nécessaire de développer des outils de simulation robustes, efficaces et rapides.

Une partie du projet PLAYA visait à intégrer dans le logiciel éléments finis FLUX des outils facilitant la simulation rapide de scénario de tests par CNDCF. Les outils développés dans le cadre de la thèse de A-T. PHUNG, en particulier ceux concernant la formulation en potentiel scalaire magnétique (coupure automatique) ont été améliorés et intégrés dans le code FLUX. Ils permettent ainsi d'améliorer les possibilités du logiciel en termes de modélisation des courants de Foucault. Les tests ont été concluants à la fois en terme de simplicité d'utilisation et de précision des résultats obtenus. Les résultats ont été publiés dans [\[R-20\]](#).



Répartition des courants induits générés par un capteur CNDCF en présence de plusieurs défauts dans une plaque conductrice et coupure automatique associée

C - Travaux sur les méthodes intégrales

1) Introduction

Les méthodes intégrales contrairement à la méthode éléments finis sont des méthodes dites d'interactions à distance. Leur principal intérêt est l'absence du maillage de la région air, ce qui les rend particulièrement légères pour la modélisation des systèmes électromagnétiques dans lesquels l'air occupe une place importante. Elles peuvent ainsi être très compétitives vis-à-vis de la méthode éléments finis pour le calcul des interactions à distance (forces entre aimants, forces entre conducteurs ou forces entre aimants et conducteurs) mais aussi pour la détermination des champs de fuite.

Leur principal inconvénient réside dans l'obtention de matrices pleines, ce qui les rend explosives en terme de temps d'intégration et de taille mémoire. En effet, si n est le nombre

de degrés de liberté, l'espace nécessaire au stockage de la matrice augmente en n^2 et le nombre d'opération pour résoudre le système linéaire avec un solveur direct en n^3 . Si les méthodes intégrales ont longtemps été des concurrents directs des éléments finis, leur popularité a connu un certain essoufflement dans le milieu des années 90, tout du moins dans le domaine de la modélisation électromagnétique « basse-fréquence ». En effet, les éléments finis qui conduisent à des matrices creuses (dont la taille mémoire augmente en $n \log(n)$) se sont montrés beaucoup plus performante pour la modélisation de problème de complexité industrielle.

Un nombre impressionnant de travaux a été effectué sur cette méthode. Proche de Grenoble, une équipe du laboratoire Ampère à Lyon (France) a par exemple été à l'origine du logiciel PHI3D qui implémentait la méthode. Pour ma part, j'ai commencé mes travaux sur le sujet pour les utiliser dans le cadre de la résolution de problèmes inverses. En effet, ces méthodes offrent souvent l'avantage de proposer une relation sources/champs explicite qu'il est possible d'inverser dans de bonnes conditions. Plus récemment, nous avons commencé au laboratoire et dans le cadre du projet MIPSE (Méthodes Intégrales Pour les Systèmes Electriques) à les utiliser en approche directe pour modéliser des dispositifs présentant une complexité géométrique importante.

2) Méthode des moments magnétiques

La méthode des moments magnétiques est une méthode numérique du type « intégrales de volumes » appliquée à l'électromagnétisme. Elle consiste dans la résolution de l'équation (1) en aimantation par une collocation au barycentre de chaque élément associée à des fonctions de forme d'ordre 0. Cette approche très simple est fondée sur l'interaction à distance qui existe entre différents éléments magnétiques placés à proximité (aimants, matériaux ferromagnétiques, courants). Bien que la méthode des éléments finis soit certainement l'approche la plus générale pour la modélisation des dispositifs du génie électrique, la méthode des moments possède des qualités qui peuvent dans certaines situations la rendre très attractive: Dans mes travaux, elle a été principalement utilisée pour résoudre l'équation de la magnétostatique. Son utilisation se justifie par les avantages suivants :

- Lègèreté et rapidité : Dans cette approche, seuls les matériaux actifs sont maillés, ce qui simplifie grandement la description des géométries et plus particulièrement leur discrétisation. Les approches paramétriques sont donc particulièrement aisées (pas de remaillage de l'air). De plus, les systèmes matriciels obtenus comportent

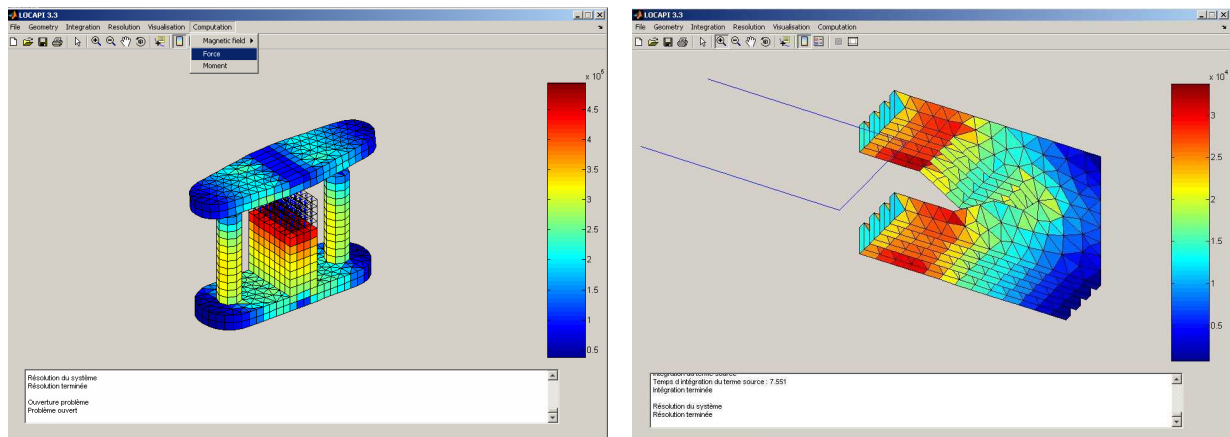
moins d'inconnues que leurs homologues issus des éléments finis. Ce point peut conduire à des gains en temps de calcul très importants si les géométries restent simples.

- Précision : Cette méthode est particulièrement bien adaptée pour la modélisation de dispositifs rayonnant du champ magnétique. En effet, pour de tels dispositifs, la méthode des éléments finis est souvent inadaptée, le bruit numérique engendré par le maillage de l'air nuisant de façon très importante au calcul du champ.

Dans le cadre de mes travaux, j'ai appliqué la méthode des moments magnétiques à la modélisation de dispositifs électromagnétiques divers. Certaines réalisations ont donné des résultats très encourageants. Citons par exemple :

- Modélisation des aimantations de coques de navires (Master recherche Trung Son NGUYEN, 2010)
- Modélisation de contacteurs où les performances peuvent être comparées avec celle des éléments finis.
- Modélisation de μ -systèmes (Master recherche de Vincent ARDON, 2007). C'est certainement un des domaines où, à l'heure actuelle, cette approche de modélisation est une des plus pertinentes. En effet, ces dispositifs sont très rayonnants (présence d'aimants seuls isolés) et les concepteurs de ces nouveaux dispositifs désirent des méthodes très rapides et légères pour tester les nouvelles idées de structure.

J'ai développé un code de calcul appelé LOC-API (logiciel de Calcul d'Aimantations Permanentes et Induites) qui synthétise l'ensemble des résultats et des expériences obtenus. Ce logiciel est né en 2001 et a constamment évolué depuis. Il est maintenant largement diffusé et utilisé au laboratoire. Il a également été diffusé dans des bureaux d'étude de la DGA, de DCNS et de Schneider Electric. Originellement, ce code était développé sous Matlab, ce qui permet un maquettage rapide et une large adhésion des utilisateurs. Aujourd'hui et avec un peu de recul, ce code s'avère vieillissant et un changement de technologie devient nécessaire. Je reviendrai sur ces mutations dans le cadre des perspectives de mes travaux à la fin du document. Mes travaux sur la méthode des moments ont donné lieu à [\[R-02\]](#) et [\[R-10\]](#) ainsi qu'à une invitation à la conférence COMPUMAG 2005.



Modélisation d'un contacteur électromagnétique et des ailettes d'une chambre de coupure sous le logiciel LOCAPI

3) Méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit)

a) Contexte

La méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) est une méthode initialement développée par RUELHI dans l'objectif de modéliser les comportements électromagnétiques des microprocesseurs. Originellement, cette méthode traite les aspects propagatifs, les microprocesseurs fonctionnant évidemment à fréquence élevée. Une des idées originales de J. ROUDET fut, il y a une quinzaine d'année, de l'adapter à la modélisation des dispositifs d'électronique de puissance et plus largement aux systèmes possédant des agencements d'interconnexions complexes (tels que les busbars par exemple). Cette méthode qui peut être classée dans la catégorie « intégrales de volumes » est une alternative simple et rapide aux éléments finis puisque ne nécessitant pas le maillage de l'air. Elle permet, de plus, de limiter le nombre d'inconnues à traiter en faisant des hypothèses sur le trajet des courants ce qui contribue à sa robustesse en limitant naturellement l'espace des solutions. Enfin, elle possède l'intérêt de représenter les dispositifs modélisés par des schémas électriques équivalents. Il est alors possible de coupler ces schémas avec un solveur circuit, ce qui permet alors de modéliser la structure dans son environnement électrique global. Depuis plusieurs années, l'équipe électronique de puissance du laboratoire co-développe avec la société Cedrat un code nommé InCa3D qui met en œuvre cette méthode pour la prise en compte des effets inductifs (modèle R,L). Une première version de ce code a été commercialisée en 2000.

Conceptuellement, cette méthode est très intéressante puisqu'elle propose une approche de modélisation du type « système » couplant des modèles intégrales 3D avec des modèles 0D (circuit). Cette approche est donc un terrain d'expérimentation très riche pour la modélisation

multi-échelles très prisée actuellement par notre communauté et dont les industriels sont très demandeurs. Début 2007, j'ai donc commencé à travailler étroitement avec J-M. GUICHON et E. CLAVEL, auteurs du logiciel, dans le cadre du projet FUI-O2M.

b) Introduction des effets capacitifs

Ce travail a été effectué dans le cadre de la thèse de V. ARDON soutenue en 2010, en collaboration avec la société Cedrat.

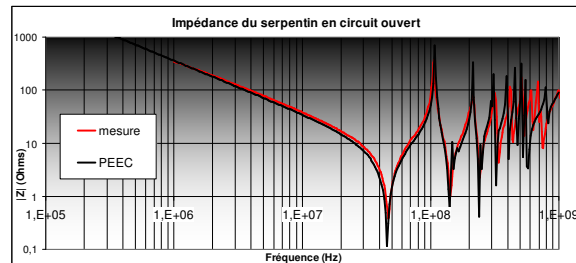
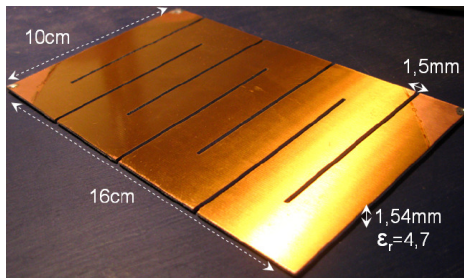
La montée en fréquence des dispositifs d'électronique de puissance tendant à se généraliser, les effets capacitifs, jusqu'alors négligés, interviennent de plus en plus lors du fonctionnement de ceux-ci. Initialement, le logiciel Inca3D ne traitait que les effets inductifs et résistifs (modèle R-L), la demande des utilisateurs nécessite aujourd'hui de le faire évoluer vers un modèle plus complet du type (R-L-C).

La méthode PEEC « classique » mixe déjà effets résistifs, inductifs et capacitifs par l'intermédiaire de la cellule élémentaire PEEC. Le calcul des éléments de chaque cellule repose sur deux maillages élémentaires duaux ; l'un pour les aspects inductifs, l'autre pour les aspects capacitifs. Il en résulte des schémas électriques possédant un très grand nombre de composants.

Le problème de la modélisation des convertisseurs d'électronique de puissance possède ses caractéristiques propres. En effet, les tailles des dispositifs ainsi que les longueurs d'onde qui leur sont associées ne justifient pas l'utilisation d'un maillage dual systématique associé à des cellules de petites tailles et la prise en compte de potentiels retardés. Nous avons donc adapté (et certainement dégradé) la méthode PEEC pour la rendre plus légère et efficace pour la modélisation de nos dispositifs. Les caractéristiques de cette méthode sont :

- La conservation d'un maillage inductif dédié dans lesquels des géométries de conducteurs allongées (où le sens du courant est connu) permet de réduire le nombre d'inconnues
- Le calcul des capacités parasites entre les régions maillées de même potentiel par la résolution de l'équation de l'électrostatique par méthode intégrale.
- L'assemblage des différents composants calculé en des nœuds définis par une recherche essentiellement géométrique ou guidée par l'utilisateur.

Cette méthodologie de calcul des capacités et de génération du schéma électrique équivalent a été introduit récemment dans une version beta du logiciel InCa3d et a permis des modélisations à des fréquences beaucoup plus élevées que celles traditionnellement étudiées avec des résultats très encourageants sur des problèmes industriels. Evidemment, il reste un travail important à réaliser pour espérer offrir une version industrielle de ce logiciel.



Modélisation d'un serpentini par la méthode PEEC (deux plaques parallèles séparées par un diélectrique). Présentation de la géométrie et comparaison courbes d'impédance mesurée/simulée.

Ces travaux ont donné lieu à une invitation à la conférence COMPUMAG 2009 et publié dans [\[R-27\]](#).

4) Algorithme multipolaire rapide (Fast Multipole Method)

Les méthodes de type intégrale possèdent un inconvénient important qui limite actuellement leur utilisation à des géométries très simples, voire simplistes. En effet, celles-ci sont basées sur le calcul d'interactions à distance entre tous les éléments du maillage. Ces interactions sont globalisées dans un système matriciel qu'il est nécessaire de résoudre. Le principal problème est que ce système est plein, ce qui conduit à des problèmes dont la taille mémoire explose très rapidement. Actuellement, la limite se situe autour de 10000 degrés de liberté sur des ordinateurs standards ce qui rend quasi impossible la modélisation de dispositifs industriels dont la géométrie est généralement complexe.

La méthode multipolaire rapide (FMM ou Fast Multipole Method en anglais) est une technique qui a été développée initialement à Yale (New Haven, US) dans le but d'accélérer le calcul des interactions à distance tout en sauvant significativement de la mémoire. Cette méthode est basée sur des décompositions multipolaires des champs et une partition de l'espace en octree permettant de maîtriser les erreurs issues de ces décompositions. Elle doit être couplée à un solveur itératif du type GMRES, par exemple.

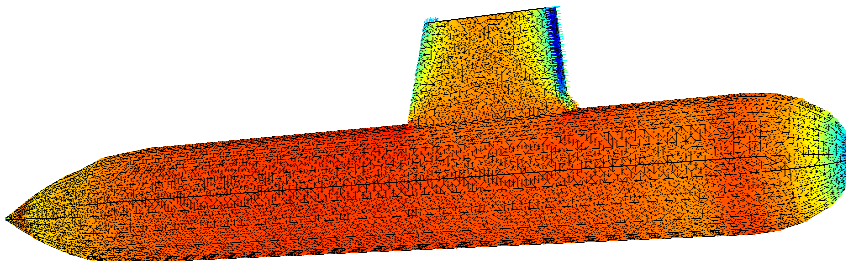
Ces méthodes ont initialement été développées par la communauté « haute fréquence » et nombre important de travaux a vu le jour sur la thématique du compactage des matrices

issues de modélisations intégrales. Pourtant, dans notre communauté « basse fréquence », ces méthodes restent certainement moins connues même si des travaux remarquables ont été menés à l'université de Stuttgart (Stuttgart, Allemagne), à l'université de Kyoto (Kyoto, Japon) ou l'université de Liège (Liège, Belgique).

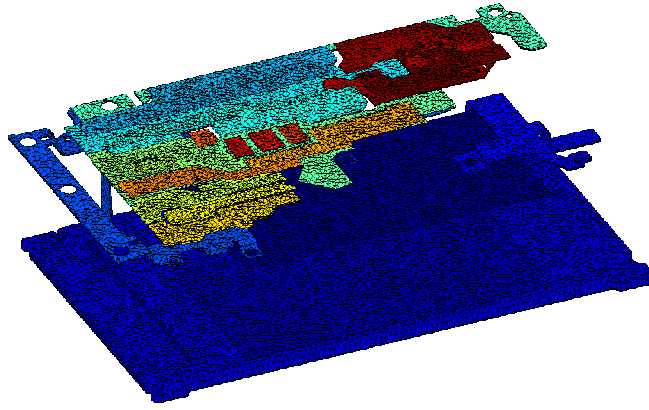
En 2006, j'ai initié des travaux au laboratoire autour de ce type de méthode. Pendant plus d'un an, nous avons travaillé avec J-M. GUICHON et P. LABIE au développement d'un algorithme FMM multi-niveaux adaptatifs codé en langage Java. Pour l'adapter à nos problématiques, certaines améliorations ont été nécessaires. Citons par exemple :

- La possibilité de traiter des éléments de formes géométriques particulières (conducteurs très allongés traversant la géométrie) tout en maîtrisant l'erreur.
- Le développement de préconditionneurs spécifiques assurant la convergence des solveurs itératifs pour des formulations basses fréquences.

Actuellement, des résultats très concluants en électrostatiques, magnétostatiques et magnétodynamique ont été obtenus. Une nouvelle version du logiciel InCa3D est quasiment commercialisable.



Calcul de la signature magnétostatique d'un sous-marin par méthode des moments couplée avec des FMM (100.000 degrés de liberté).



Modélisation des effets résistifs, inductifs et capacitifs (extraction paramètres R,L,C) d'un variateur de vitesse par la méthode PEEC et couplage système – Les effets capacitifs sont calculés par FMM (50.000 degrés de liberté).

D - Couplage de Méthodes

1) Introduction

Il est maintenant admis dans notre communauté qu'aucune méthode n'est universelle et que chacune d'entre elles possèdent ses intérêts propres. Les outils de modélisation du futur devront donc permettre les couplages qui devront être faciles et rapides à mettre en œuvre. Certains couplages développés dans l'équipe ont déjà montré leur pertinence. Il est possible de mettre en œuvre des couplages multi-méthodes, l'idée étant de résoudre les mêmes équations avec des méthodes différentes pour s'adapter aux difficultés de modélisation. A titre d'exemple, un problème peut être décomposé en domaines physiques (et géométriques) distincts sur lesquels sont projetés des méthodes numériques différentes. Il peut être aussi multi-niveaux. L'idée est ici de traiter des équations de natures différents associés à des niveaux de modélisations également différents dans l'objectif d'atteindre souvent une modélisation « système ». Il est alors nécessaire de mettre en œuvre des techniques de réduction de modèle.

Citons par exemple :

- Couplage éléments finis / solveur circuit : C'est certainement un des exemples « historiques », en effet un solveur éléments finis basse fréquence tel que FLUX se doit d'intégrer des équations de circuit. Il s'agit d'un couplage multi-niveaux.
- Couplage méthode intégrale / solveur circuit : La méthode PEEC est par essence même une méthode couplée multi-niveaux puisqu'elle permet le calcul d'éléments de circuit équivalent par méthode intégrale.

- Couplage éléments finis / méthode intégrale de frontières : Cette méthode a été développée dans FLUX par G. MEUNIER et permet de prendre en compte la région air par méthode intégrale tandis que les matériaux actifs sont traités en élément finis. Je l'ai utilisée pendant ma thèse pour calculer le champ émis par les coques de navire avec une précision accrue.
- Couplage éléments finis / méthode des moments : Cette méthode a été développée également par G. MEUNIER. Elle permet de calculer très précisément le champ de fuite en post-traitement après un calcul éléments finis. Nous l'avons utilisée pour calculer les champs de fuites de machines électriques, la difficulté de ce calcul étant le fort ratio entre le champ interne (1T) et le champ externe ($1\mu T$).
- Couplage éléments finis / PEEC, encore initié par G. MEUNIER, qui permet de relacher les maillages autour des conducteurs dans les problèmes éléments finis.

Les couplages de méthodes et de niveaux sont donc déjà une réalité dans notre communauté et largement utilisés commercialement. Il faut pourtant noter que ces couplages sont pour l'instant développés au cas par cas ce qui pose souvent des difficultés de pérennité des outils créés. Une avancée doit donc être effectuée en terme de technologie logiciel pour développer les futurs outils de simulation qui devront les intégrer. C'est une des futures avancées que devront connaître nos outils dans les prochaines années et j'y reviendrai dans le cadre des perspectives de ce document.

Récemment, de nouveaux couplages, originaux ont été développés dans le cadre de nos travaux.

2) Couplage de PEEC avec les méthodes intégrales

a) Contexte

La thèse de T. LE DUC (débutée en 2008) propose de coupler la méthode PEEC avec des méthodes intégrales pour la modélisation de dispositifs d'électronique de puissance. Actuellement, la méthode PEEC est limitée par son incapacité à prendre en compte les matériaux ferromagnétiques. Même si récemment une formulation 2D a été proposée au laboratoire, celle-ci ne peut espérer être généralisée à la 3D sans une explosion en terme d'inconnues à gérer. Une autre difficulté est que les conducteurs plans dans PEEC doivent

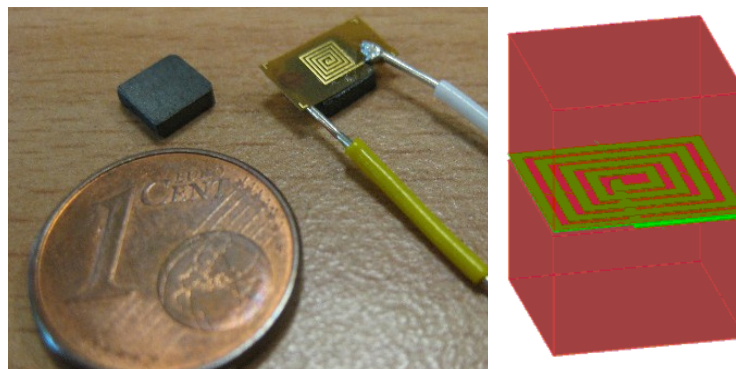
être maillés avec des éléments de circuit assemblés dans un réseau suivant les deux directions parallèle au plan. Il en résulte souvent des modèles lourds et parfois inadaptés.

Devant ces difficultés, nous avons décidé de traiter les matériaux ferromagnétiques mais aussi les conducteurs 2D par méthode intégrale.

b) Couplage PEEC / Méthode des moments pour la prise en compte des matériaux ferromagnétiques

La première étape de ces travaux a consisté en le couplage de la méthode PEEC avec la méthode des moments magnétiques permettant la prise en compte de matériaux ferromagnétiques non conducteurs. Une idée similaire avait déjà été proposée à l'université de L'Aquila (Rome, Italie). Les termes de couplages entre les conducteurs (pris en compte par PEEC) et le matériau magnétique s'écrivent relativement facilement. Nous pouvons même remarquer qu'il s'agit d'un couplage entre trois méthodes puisque les équations de circuit sont elles aussi traitées. Remarquons enfin que cette méthode souffre évidemment des inconvénients inhérents à la méthode des moments magnétiques (le « looping patern » déjà évoqué précédemment). Elle s'applique donc parfaitement aux structures possédant des formes de matériaux magnétiques simples associés à des agencements de conducteurs complexes.

La micro-inductance ci-dessous est un exemple parfaitement pertinent où l'approche a montré son efficacité en terme de temps de calcul et de précision.



Micro-inductance pour laquelle le couplage PEEC/MoM est particulièrement performant et compétitif par rapport aux éléments finis

c) Couplage PEEC / Méthode intégrale pour la prise en compte des tôles magnétiques conductrices

Un domaine applicatif parfaitement pertinent pour le couplage PEEC / méthode intégrales est l'étude des blindages électromagnétiques. Il s'agit ici de modéliser des tôles

ferromagnétiques et conductrices en présence de champs générés par des agencements de conducteurs complexes (armoires de distribution électrique par exemple). L'absence de maillage de l'air peut rendre ce type de couplages très performants et compétitifs par rapport aux éléments finis. L'objectif visé peut être le calcul des champs (compatibilité électromagnétique rayonnée, respect des normes sanitaires) mais aussi les pertes apparaissant dans les blindages qui dégradent l'efficacité énergétique des systèmes blindés.

Nous sommes initialement partis d'une formulation intégrale basée sur des travaux menés au Rensselaer Polytechnic Institute (Troy, USA). Cette formulation est basée sur l'équation intégrale harmonique suivante :

$$\frac{1}{\sigma} \nabla^2 \mathbf{T} - j\omega\mu_0 (\mathbf{H}_0 + \int_V \frac{(\nabla \times \mathbf{T}) \times \mathbf{r}}{r^3} dV) \quad (6)$$

où : \mathbf{T} est le potentiel vecteur électrique

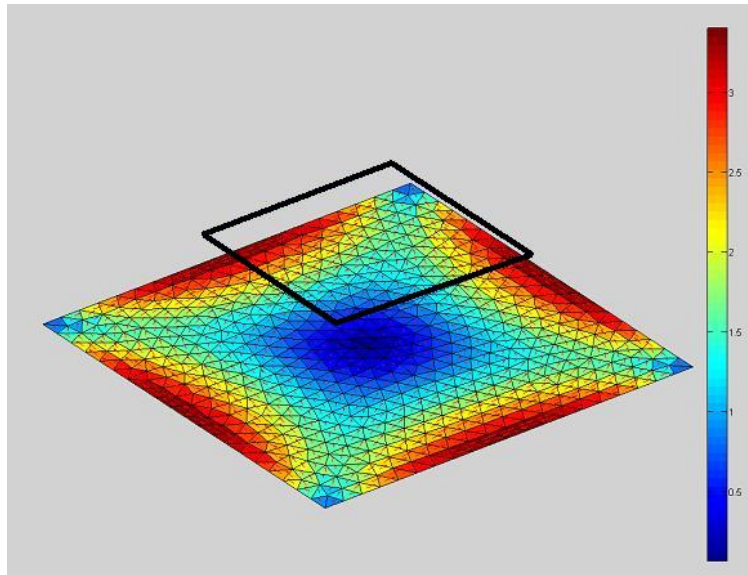
σ est la conductivité de la tôle

ω est la pulsation

\mathbf{H}_0 est le champ source

\mathbf{r} est le vecteur reliant le point d'intégration au point où l'équation est exprimée.

Cette équation intégrale ne permet de prendre en compte que les tôles purement conductrices. De plus, elle est valable uniquement pour des épaisseurs de peau grandes par rapport à l'épaisseur de la plaque. Elle peut être résolue par une approche Galerkin combinée avec une approximation à l'ordre 1 du potentiel électrique. Pour introduire un matériau ferromagnétique, il est nécessaire de coupler (6) avec (1). Enfin, le couplage avec la méthode PEEC pour la prise en compte des conducteurs avoisinants permet d'obtenir les différentes densités de courant (à la fois dans les conducteurs et dans le blindage) et aimantation avec une assez bonne précision.



Exemple de couplage méthode PEEC / méthode intégrale sur une géométrie très simple, le carré en noir représente le circuit pris en compte par la méthode PEEC, la place maillée est traitée par méthode intégrale. Sur le maillage est représentée la densité surfacique de courants.

L'exemple présenté demeure très simple et encore relativement lourd à mettre en œuvre. En effet, le problème pour être résolu nécessite une inconnue scalaire par nœud ainsi qu'une inconnue vectorielle par élément. Ceci le rend explosif en mémoire et temps de calcul puisque les matrices générées sont pleines. Il n'en demeure pas moins très intéressant puisque quatre méthodes numériques sont proposées (méthode des moments magnétiques, méthode intégrale de volume résolu par une approche de Galerkin, méthode PEEC et solveur circuit).

Une réponse au problème de la taille mémoire et du temps de calcul repose en partie l'utilisation d'algorithmes de compression d'interaction à distance, mais pas uniquement. En effet actuellement, les méthodes sont résolues simultanément dans un seul système linéaire. Or, certains travaux récents menés au laboratoire ont montré l'intérêt de résolutions itérant entre chaque méthode. Couplées avec des algorithmes de compression, ces stratégies pourraient montrer toute leur pertinence.

E - Conclusions

Cette partie de mes travaux intitulée modélisation en problème direct repose sur une approche de modélisation classique des champs électromagnétiques basse fréquence. Ce domaine de recherche a bénéficié d'une large dynamique ces trente dernières années et il n'est pas toujours facile pour un jeune chercheur de proposer des idées nouvelles. Néanmoins; certains résultats exposés précédemment demeurent originaux et les perspectives de recherche dans le domaine restent nombreuses. En effet, bon nombre de dispositifs même s'ils sont

largement utilisés depuis des décennies dans le milieu industriel, sont encore aujourd'hui très difficiles à modéliser. Citons par exemple une simple machine asynchrone. Actuellement, aucun modèle 3D satisfaisant n'a encore été développé. Il convient donc de continuer à travailler sur les méthodes de modélisation et mais aussi et surtout d'enrichir notre savoir faire sur les méthodologies de couplage.

IV - Modélisation des dispositifs électromagnétiques en approche inverse

A - Introduction

Ce dernier thème de recherche concerne la modélisation de dispositifs du génie électrique en approche inverse. L'idée générale est de partir des effets pour remonter aux causes. Deux champs applicatifs distincts peuvent être dégagés.

Le premier est l'optimisation. L'effet est ici un effet désiré (qui peut être assimilé à un cahier des charges). Il s'agit alors de trouver les différents paramètres (géométriques ou autres) qui permettent de le satisfaire. Cette approche que l'on peut appeler problème inverse de conception est très classique et de nombreuses équipes travaillent sur le sujet. Cette activité possède une importante dynamique au sein de l'équipe Mage. Même si elle ne représente pas le centre de gravité de mes recherches, j'ai contribué à un certain nombre de travaux qui seront exposés dans la première partie de ce chapitre.

Le deuxième champ applicatif concerne les problèmes d'identification. L'effet est ici la mesure et l'objectif est de reconstruire sa cause. Dans mes travaux, la mesure est associée au champ magnétique externe généré par les systèmes du génie électrique. Les causes sont les sources magnétiques équivalentes. Le lien est ici clair avec les applications « magnétisme du navire » présentées dans le premier chapitre, puisque la problématique de l'IBF nécessite la mise en œuvre de telles méthodes. Il en est de même pour le diagnostic des zones corrodées des coques de navires. C'est donc muni de cette expérience que j'ai commencé à essayer d'appliquer les méthodes développées dans le cadre confidentiel du magnétisme du navire à des dispositifs multiples et plus courants dans notre communauté. Je pense que cette activité constitue la partie la plus originale de mes travaux puisque encore peu d'équipes mettent des moyens de recherche conséquents sur de telles approches. En effet, les travaux présentés sur ces problèmes sont généralement marginaux et menés par des équipes faisant essentiellement de la modélisation électromagnétique ou de la métrologie magnétique, mais rarement les deux sans privilégier l'un ou l'autre. Citons tout de même des travaux effectués à l'Université de Lyon (Lyon, France), au Politecnico di Torin (Turin, Italie), l'université de Tohoku (Sendai, Japon) ou le Politecnico di Milano (Milan, Italie) qui proposent des approches similaires à la nôtre.

B - Optimisation de dispositifs électromagnétiques

1) Contexte

Deux approches d'optimisation complémentaires sont actuellement étudiées au sein de l'équipe Mage. La première approche consiste à coupler des modèles numériques lourds (souvent issus de la simulation) avec des surfaces de réponse (approximation de la fonction objectif à partir d'un nombre limité de simulations). La fonction objectif étant approximée, il est alors possible d'utiliser plusieurs types d'algorithmes d'optimisation (déterministes ou stochastiques). Un outil d'optimisation appelé GOT (General Optimisation Toolbox) et développé par J-L. COULOMB au laboratoire capitalise un certain nombre de méthodes, d'expériences et de savoir-faire. La seconde approche consiste à utiliser des modèles plus légers (souvent analytiques) et à les dériver formellement. Une fois les gradients obtenus, il est alors possible d'utiliser un algorithme d'optimisation déterministe. CADES est une suite logicielle développée au laboratoire mettant en œuvre cette méthode. Notons que je ne participe pas directement au développement de ces outils, me contentant de les coupler avec mes modèles.

2) Optimisation du comportement thermique d'un condensateur

Ce travail a été réalisé en collaboration avec la société Rectiphase (2006) dans le cadre du projet de fin d'étude de Yannick VUILLERMET. Cette entreprise fabrique et vend des condensateurs de compensation et de filtrage d'énergie électrique.

La principale cause de vieillissement des condensateurs est due à des échauffements locaux trop importants du film diélectrique. L'objectif de ces travaux est de réduire les températures maximales du dispositif en proposant de nouvelles géométries. Une modélisation du condensateur couplant électromagnétisme et thermique originale a été proposée et couplée avec le logiciel GOT. Une nouvelle géométrie plus performante a été obtenue en phase finale d'optimisation. Le travail a été publié dans [\[R-11\]](#).

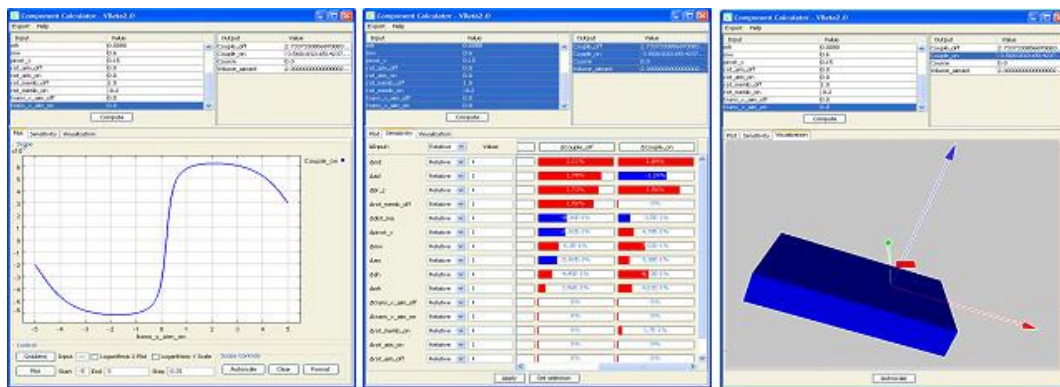
3) Optimisation d'un micro-contacteur

Ce travail a donné lieu au master recherche de Vincent ARDON (2007) en collaboration avec la société Schneider Electric.

La société Schneider Electric développait des micro-contracteurs magnétomécaniques. Ces MEMS étaient constitués d'une membrane ferromagnétique très petite et d'un aimant mobile permettant la commande. La membrane est une brique technologique intégrée dont les caractéristiques sont fixées. L'objectif était de développer un outil logiciel métier permettant aux ingénieurs de concevoir rapidement un dispositif complet répondant à un cahier des charges précis. Les paramètres à optimiser étaient la taille, la position et la course de l'aimant permettant l'actionnement.

Il faut noter que la modélisation de ce dispositif est complexe avec une approche éléments finis. En effet, la très grande taille de l'aimant par rapport à la membrane rend l'utilisation de la méthode des travaux virtuels utilisée sans précaution imprécise. De plus, ce type de dispositif est très rayonnant et de géométrie très simple, la méthode des moments magnétiques est donc parfaitement adaptée pour cette modélisation. Elle a montré des résultats très précis et rapides. De plus, l'absence de maillage de l'air permet des études paramétriques (et donc des optimisations) sans nécessiter de remaillage ce qui contribue à son efficacité.

Nous avons donc développé un environnement logiciel nommé CadMems basé sur CADES et sur LOCAPI. Une dérivation formelle de la méthode des moments, associée au calcul de l'état adjoint, a été proposée. Elle a permis le calcul de différentes grandeurs (couples, forces,...) et des sensibilités associées (variation en fonction des paramètres). Le modèle a ensuite été couplé avec des algorithmes d'optimisation déterministe du type gradient. Cet outil a été déployé chez Schneider Electric. La méthodologie a été publiée dans [\[R-19\]](#) et [\[R-24\]](#).



L'application métier CadMems – Calcul du couple, de ses sensibilités en fonction des paramètres de l'aimant et visualisation de la structure

C - Caractérisation de dispositifs par mesure du champ magnétique externe

1) Contexte et méthodologie

Comme déjà évoqué cette activité est certainement un des axes les plus originaux de mes activités de recherche. Elle est réalisée en étroite collaboration avec l'ERT « champs magnétiques faibles » du laboratoire. Elle tire certainement sa force de la synergie des compétences modélisation de l'équipe Mage et métrologiques de l'ERT.

La problématique de caractérisation de sources par mesure de leur champ rayonné (appelé également flux de fuite ou flux de dispersion car nous sommes ici en basse fréquence) peut répondre à plusieurs objectifs. Le premier est l'extrapolation du champ. Il s'agit, à partir d'un nombre de mesures limitées de champ d'obtenir un modèle permettant l'extrapolation à plus grande distance. Ce sont généralement les problèmes de compatibilité électromagnétique qui sont adressés, mais l'augmentation croissante de la pollution de nos environnements peut donner à la thématique une dimension sanitaire. Le deuxième objectif, certainement plus complexe à atteindre, peut être regroupé sous le terme générique de « diagnostic ». Il s'agit toujours de retrouver un modèle de sources équivalentes, mais de plus, de l'analyser finement pour déceler un comportement particulier du système. Evidemment, nous pensons tout de suite à la détection de défaut, mais nous avons également élargi la problématique à la mesure de courants.

Cette thématique repose en large partie sur la théorie des problèmes inverses. En effet, il s'agit à partir des causes (ici le champ mesuré) de déterminer les effets (les sources de ce champ). Rappelons que les problèmes inverses sont notoirement mal-posés, leur solution n'est

donc pas unique. Une des difficultés réside dans le choix d'une solution parmi la pluralité envisageable. La solution traditionnellement adoptée par les communautés scientifiques est souvent très *mono-disciplinaire*. En effet, les mesures sont généralement mises en œuvre par une équipe spécialisée en métrologie, puis celles-ci sont traitées par des chercheurs spécialisés dans les méthodes de régularisation, le modèle de représentation des sources, étant généralement admis par la communauté. Evidemment, cette approche a montré son efficacité et a conduit à des résultats très performants en thermique, géophysique, électromagnétisme HF, etc...

Nous proposons toutefois une approche quelque peu différente et un peu plus globale qui mêle étroitement modèles, métrologie et technique de régularisation. Notre approche se décline en plusieurs étapes qui sont les suivantes :

- Un choix pour le modèle de sources, basé sur une connaissance approfondie du système étudié. Ce choix repose largement sur l'expérience acquise en modélisation par l'équipe Mage. Il s'agit en fait de la résolution du problème direct et donc d'un choix de base adapté à la description du problème. Plusieurs méthodes numériques sont généralement candidates :
 - Méthode des éléments finis : Cette approche nécessite une parfaite connaissance du dispositif (géométrie, sources, matériaux,...). Par sa lourdeur, elle est très difficile à inverser, même si des travaux existent, nous n'avons jamais expérimenté une telle inversion.
 - Méthode du type « intégrales »: Celles-ci sont beaucoup plus légères et sont largement utilisées dans la thématique. Elles sont très proches de la géométrie et se prête donc bien à des approches du type diagnostic.
 - Méthode harmoniques sphériques : Cette méthode est très légère et est relativement indépendante de la géométrie du dispositif. C'est la méthode phare utilisée actuellement par la communauté et se prête très bien à la résolution de problèmes d'extrapolation.
- Un choix métrologique adapté et souvent dédié au problème. A ce sujet, la solution souvent retenue consiste en la multiplication de capteurs ponctuels. Nous verrons que cette solution, souvent onéreuse et complexe à mettre en œuvre, peut être contournée au détriment de solution plus simple et plus robuste. Une autre particularité de nos travaux réside également en l'utilisation de

capteurs de champs magnétiques du type fluxgate (très sensibles et dédiés à la mesure des champs magnétiques basses fréquences) alors que beaucoup d'équipes privilégient des capteurs du type *search-coils* dédiés à la mesure de champs plus haute fréquence. Rappelons que les systèmes sur lesquels nous travaillons ont des fréquences de travail autour du 50 Hz (et rarement au dessus de la centaine de kHz pour les convertisseurs statiques d'électronique de puissance), la technologie fluxgate est donc parfaitement adaptée. Même si ce type de capteurs reste encore cher, remarquons que la montée en puissance des technologies intégrées permet de faire chuter très sensiblement les prix et rend envisageable la dissémination de ces capteurs dans les systèmes industriels.

- Une fois que les deux étapes précédentes ont été largement travaillées, le caractère mal-posé du problème peut évidemment perdurer. Il est alors nécessaire de travailler sur les méthodes de régularisation et d'ajout d'informations *a priori*.

2) Identification de sources pour la prévision du champ

a) Machines tournantes

Le but est ici de prévoir le champ magnétique rayonné par des machines électriques (et plus particulièrement de propulsion navale). Ce champ est critique pour la marine militaire française (DGA) puisqu'il contribue à la signature des navires. Un moteur de propulsion est très complexe à modéliser, et de plus, le plus souvent, nombre de paramètres ne sont pas connus du modélisateur (matériaux, géométries exactes, aimantations rémanentes). Il convient donc d'utiliser un modèle de calcul du champ très général et indépendant de la géométrie. Le modèle utilisé dans cette étude est la décomposition en harmoniques sphériques (voir l'équation (7)). Une méthodologie a été développée, pour, à partir de mesures réalisées sur quelques capteurs fluxgate, déterminer les coefficients de cette décomposition. Il est alors possible de prédire le champ précisément à grande distance. Ce travail qui avait pour cadre la thèse de L. SCHMERBER (2006) a été publié dans [\[R-09\]](#).

b) Dispositifs de l'électronique de puissance

Ce travail a eu pour cadre la thèse de B. VINCENT (soutenue en 2009). Il s'intègre en partie dans le projet FUI-O2M du pôle de compétitivité System@tic qui vise à développer une

plateforme dédiée à l'étude CEM des dispositifs d'électronique de puissance. Il a été réalisé en collaboration avec L. KRAHENBUHL et R. PERRUSSEL du laboratoire Ampère (Lyon, France) et C. SARTORI de l'université de Sao Paulo (Sao Paulo, Brésil) ainsi que J-L. SCHANEN de l'équipe « Electronique de puissance » du G2ELab.

La Compatibilité ElectroMagnétique (CEM.) demeure plus que jamais une contrainte très forte dans la conception de dispositifs, notamment ceux à base d'électronique de puissance. L'accent est porté ici sur les perturbations rayonnées. La modélisation basée sur la décomposition du champ en harmoniques sphériques semble également dans ce cas la plus prometteuse. L'objectif de cette thèse était de mettre au point un banc de mesure permettant l'identification des composantes harmoniques d'une structure d'électronique de puissance quelconque. Le banc devait permettre une identification simple, rapide et robuste et permettre une montée en fréquence significative par rapport à la problématique moteur électrique (quelques mégahertz).

Comme précédemment, une approche par réseau de capteurs est envisageable. Elle avait d'ailleurs été mise en œuvre au laboratoire lors de la thèse de J. LORANGE (2001). Pourtant, celle-ci demeure complexe à mettre en œuvre puisque nécessitant un système mécanique mobile permettant de réaliser un « mapping » du champ autour de la source en une multitude de points.

L'originalité de ce travail réside dans l'utilisation de capteurs de type boucles qui mesurent les flux du champ rayonné embrassés par simple analyse de tension (ou de courant) à leurs bornes. Leurs formes spécifiques permettent d'isoler les différentes composantes harmoniques, ce qui est équivalent à un filtrage spatial.

Si nous revenons à la décomposition harmonique du champ magnétique à l'extérieur d'une sphère englobant toutes les sources de ce champ, nous avons :

$$B(r, \theta, \varphi, f) = -\frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=-n}^{+n} A_{nm}(f) \cdot \nabla \frac{1}{r^{n+1}} \cdot S_{nm}(\theta, \varphi) \quad (7)$$

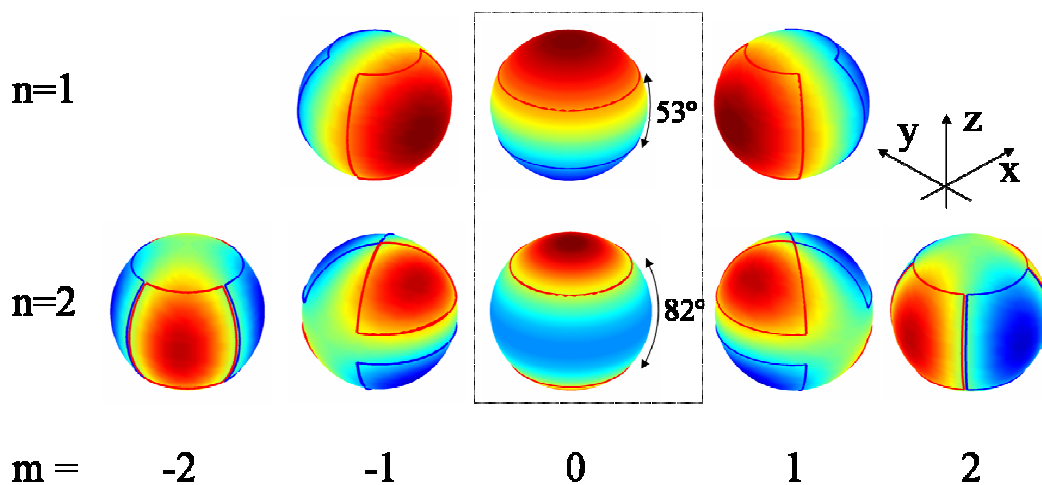
où : B est l'induction dans l'air en un point de coordonnées (r, θ, φ)

r est la distance entre le centre de la décomposition et le point où le champ est exprimé

les A_{nm} sont les coefficients des harmoniques sphériques qui dépendent de la fréquence f .

Cette équation mérite d'être commentée. Tout d'abord, elle est valable uniquement en champ proche et est quasi-statique (typiquement, cette équation reste valable dans des domaines de fréquence inférieure à la dizaine de MHz). Les coefficients à déterminer sont les A_{nm} . Ce sont les inconnues de notre problème d'indentification. La série est infinie, remarquons toutefois qu'elle peut être tronquée si r est suffisamment grand. En effet, la tronquer à l'ordre $n=4$ équivaut à négliger l'amplitude des ordres possédant des décroissances en $1/r^6$ et supérieurs. A la vue de ces lois de décroissance, cette troncature semble parfaitement raisonnable.

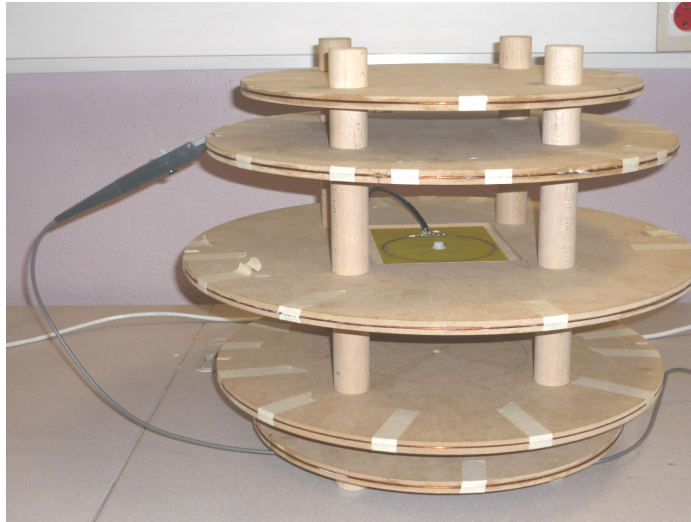
La principale originalité de ces travaux est que les capteurs que nous avons conçus permettent d'identifier les ordres $n=1$ (dipôles) et $n=2$ (quadripôles) tout en étant insensibles aux ordres $n=3$ et $n=4$, ceci par raison de symétrie et par construction. Il y a plusieurs bobines par capteurs dont la vocation est de compter positivement ou négativement les flux embrassés. Les ordres supérieurs à l'ordre $n=4$ ($n=5$ et plus) sont eux naturellement filtrés par la décroissance des champs magnétiques. Le jeu de bobines obtenu est présenté sur la figure suivante :



Premier jeu de capteurs obtenu par filtrage spatial, les bobines en rouge comptent les flux positivement, les bobines en bleu négativement.

Cet agencement de capteurs demeure pourtant compliqué à mettre en œuvre si l'on considère le nombre de bobines à fabriquer. Nous avons également montré qu'il était possible de simplifier la structure en ne gardant que deux capteurs (composés chacun de deux bobines planaires et coaxiales) et d'associer ce dispositif à quatre rotations du système. Notre solution devrait améliorer très significativement la solution proposée par la norme CISPR16-1 qui fait actuellement référence. Elle a largement été publiée dans [\[R-23\]](#), [\[R-26\]](#) et [\[R-28\]](#). Notre seul

regret à ce stade de nos travaux réside certainement dans le fait que nous n'ayons pas pris le temps de breveter cette solution originale. Pour mieux comprendre la conception des capteurs, l'article intitulé "*New robust coil sensors for near field characterization*" (Référence [R-23]) pourra être consulté en annexe.



Prototypage de capteur de champ dipolaire et quadrupolaire

3) Application au diagnostic

a) Introduction

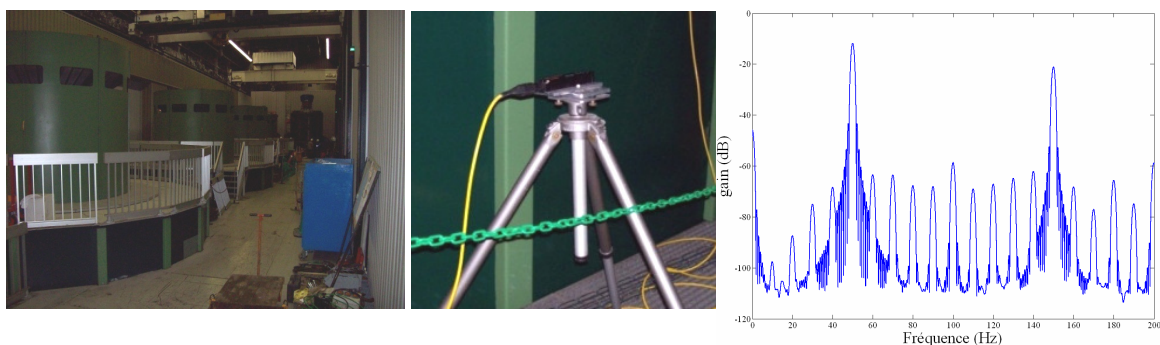
Cette thématique consiste en l'application de la théorie des problèmes inverses au diagnostic des systèmes électromagnétiques. Si on considère que tout système électromagnétique rayonne du champ, tout défaut intervenant à l'intérieur du système a nécessairement une influence sur ce champ. L'idée directrice est ici, à partir de mesures, de reconstruire un modèle de source. Si ce modèle est différent du modèle sain, cette différence sera la signature d'un défaut. Cette approche possède une grande potentialité : La méthode est non invasive, les capteurs étant à l'extérieur (pas de démontage du système). Pour localiser le défaut, il est nécessaire d'inverser des modèles relativement proches de la géométrie du système. C'est pourquoi nous utilisons les méthodes type « intégrales ». Enfin, nous utilisons la technologie fluxgate pour mesurer les champs.

b) Diagnostic de turbo alternateur

La faisabilité de cette technique a été testée sur une maquette de turbo-alternateur (thèse de V.P. BUI, soutenue en 2007). Cette thèse a été effectuée en collaboration avec le Laboratoire GIPSA-LAB (Grenoble, France) qui s'intéresse aux traitements associés aux

mesures des champs électromagnétiques. En effet, celles-ci étant effectuées en milieu industriel, elles sont particulièrement bruitées. Ce travail a également été soutenu par la fédération de laboratoire ELESA et a reçu le « Bonus Qualité Recherche » de Grenoble-INP.

Le travail réalisé a consisté dans un premier temps en la démonstration de la pertinence du diagnostic de défauts des machines électriques par la mesure du champ magnétique de fuite. Nous avons tout d'abord modélisé une machine par la méthode des éléments finis bidimensionnelle. Nous avons ensuite analysé le champ rayonné par la machine saine puis il a été nécessaire de créer artificiellement différents défauts dans celle-ci. Leurs répercussions sur le champ magnétique rayonné ont alors été identifiées. Cette approche est très classique et repose en partie sur la construction de bases de données de défaut. Elle a déjà été mise en œuvre à l'Université d'Artois (Amiens, France) ou à l'Université de Lille (Bethune, France). Notre originalité réside là encore sur l'utilisation de capteurs « basse fréquence » du type fluxgate, ce qui nous permet d'aller observer des fréquences très faibles non mesurables avec les « search-coil ». Ce point est très important, car les champs plus haute fréquence sont généralement fortement atténués par les effets de blindage des carcasses des machines électriques. Courant 2008, des premières mesures de champ magnétique externe ont été réalisées en centrale hydraulique à La Coche (France) sur deux groupes d'alternateurs équipés également des capteurs de champ internes. Il a été montré que les mesures externes peuvent également permettre un diagnostic des alternateurs. Si ces mesures sont certes moins riches que les mesures internes, elles sont pourtant beaucoup plus simples à réaliser puisque ne nécessitant pas le démontage du rotor pour l'installation des sondes. Cette campagne avait pour cadre le master recherche d'Yvan LLORET (2008) en partenariat avec la société Electricité de France.



Instrumentation magnétique d'alternateurs de puissance à La Coche, vue d'ensemble, capteurs de champ magnétique et analyse spectrale de la signature magnétique d'un groupe.

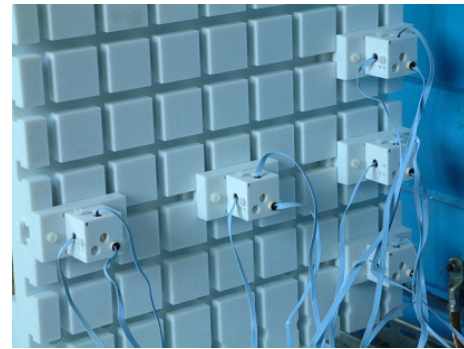
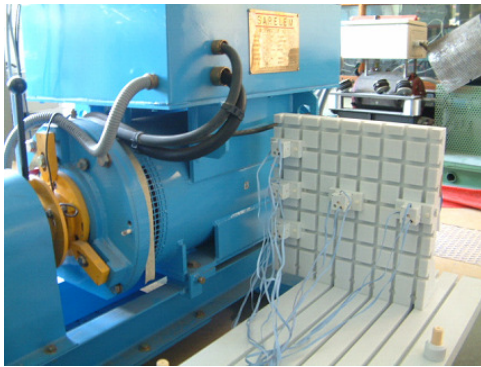
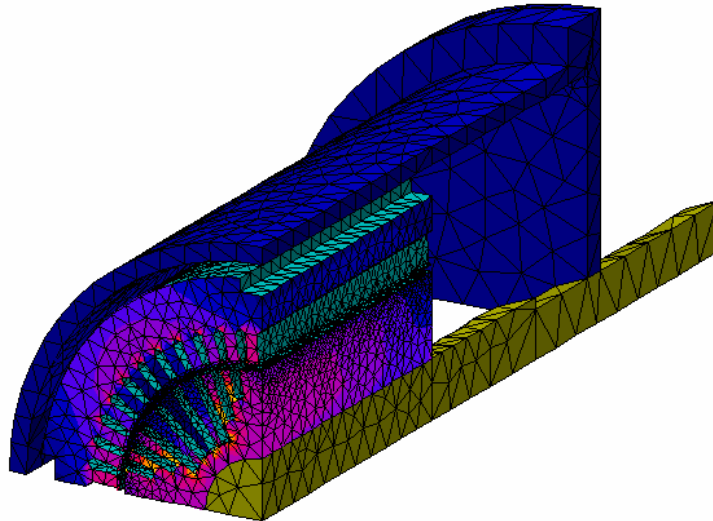
Nous avons ensuite développé un outil de modélisation direct plus précis. En effet, ce modèle doit permettre de calculer le champ magnétique rayonné tridimensionnel par la

machine. Plusieurs méthodes numériques ont été étudiées (éléments finis, moments magnétiques, intégrales de frontières...). Un modèle précis, léger et original et basé sur la résolution d'une équation intégrale a été développé. Il relie simplement le champ dans l'entrefer au flux de fuite. Sa limitation actuelle est que la linéarité des matériaux doit être assurée ce qui est possible en sous-alimentant légèrement le rotor. Notons néanmoins que cette technique est difficilement applicable aux machines à aimants permanents.

L'approche inverse a consisté en l'inversion du modèle. Il s'agit donc en fonction des mesures effectuées, de retrouver la répartition du champ magnétique dans l'entrefer. La résolution du problème inverse a nécessité la mise en œuvre de techniques de régularisation. Il est alors possible de retrouver le champ dans l'entrefer. Son analyse spatiale et temporelle permet alors la discrimination, la localisation et la quantification des défauts.

Notre approche a été expérimentalement validée grâce à l'instrumentation d'une maquette de machine synchrone (30kVA, 4 pôles) sur laquelle il est possible de créer artificiellement des défauts (courts-circuits de pôles, de spires et excentricité statique). La machine a été associée à un système de capteurs externes de champ magnétique ainsi qu'à un système interne de mesure de flux.

Ces travaux ont été publiés dans [\[R-13\]](#), [\[R-15\]](#) et [\[R-16\]](#). L'article "*Noninvasive Fault Monitoring of Electrical Machines by Solving the Steady-State Magnetic Inverse Problem*" (Référence [R-13]) présente une synthèse des méthodes et résultats. Il est proposé au lecteur en annexe.



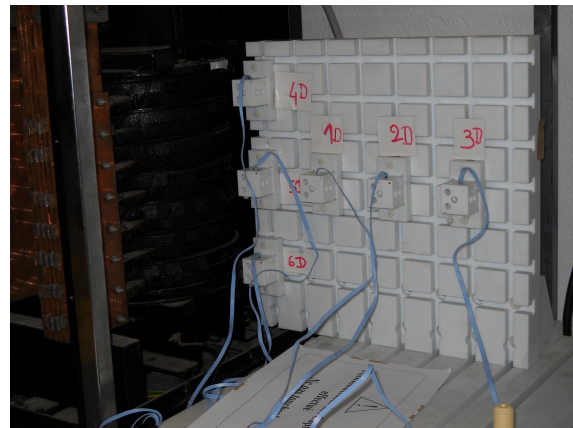
Instrumentation d'une maquette de turboalternateur avec un réseau de capteur de champ magnétique fluxgate et modélisation élément finis associée

c) Diagnostic de transformateur du flux rémanent des transformateurs

Ce travail de thèse (D. Cavallera, débutée en 2009) est réalisé en collaboration avec la société EDF.

La stratégie de reconstitution du réseau électrique français est basée sur la mise en œuvre de scénarios de renvois de tension opérationnels permettant de réalimenter des transformateurs de centrales de production à partir de réseaux de faible puissance. L'enclenchement de transformateurs dans ces conditions est une manoeuvre à risque pouvant se traduire par des surtensions temporaires harmoniques. Le principal problème est la présence dans les transformateurs de flux résiduels (ou flux rémanents). Quand les transformateurs sont réalimentés, un flux est imposé subitement et celui-ci n'est pas nécessairement égal au flux résiduel ce qui génèrent des surintensités transitoires importantes pouvant dégrader les matériels. Actuellement, ces enclenchements sont effectués sans aucune précaution particulière.

L'idée développée dans ces travaux est que le flux rémanent génère nécessairement un champ magnétique à l'extérieur du transformateur. Il semble alors possible, en mesurant le champ externe, de remonter aux aimantations rémanentes, et d'ainsi optimiser l'instant d'enclenchement. Des premières simulations ont permis de chiffrer le champ externe. Des premiers résultats ont été obtenus sur un transformateur monophasé de laboratoire sur lequel il est possible de maîtriser les instants d'enclenchement. Les mesures ont montré des variations de champ non négligeable sur les capteurs en fonctions de l'état supposé du circuit magnétique.



Instrumentation d'un transformateur de laboratoire par un réseau de Fluxgate pour la détermination du flux rémanent

Une instrumentation d'un autotransformateur (400/225 kV) par un réseau de capteur de champ magnétique et une série d'enclenchement sera la suite naturelle de ces travaux. Cette expérimentation d'envergure est prévue en 2011.

d) Diagnostic de piles à combustible

Ces travaux ont donné lieu au master recherche de O. BOURGEOIS (2006) et à la thèse de M. LE NY (débutée en 2009). Ils sont effectués en collaboration avec le Laboratoire d'Electrochimie et de Physico-chimie des Matériaux et des Interfaces (LEPMI) et plus particulièrement Y. BULTEL, le CEA-Liten et les sociétés PSA et Helion. Ils ont été financés par un « Bonus Qualité Recherche » de Grenoble INP et un projet ANR-HPAC débuté en 2010.

Les piles à combustible de type PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) sont aujourd'hui considérées comme tout à fait capables de répondre aux exigences du marché de la production d'énergie (applications stationnaires ou transports). L'une des exigences fondamentales, en terme de fourniture d'énergie, est la fiabilité et la durabilité du système de

génération, quelle que soit l'application visée. On sait aujourd'hui que des mono-cellules seules peuvent atteindre des durées de vie compatibles avec ces différentes applications. La difficulté maintenant clairement identifiée vient essentiellement de l'effet d'empilement des cellules pour obtenir un stack et donc des puissances compatibles avec les besoins actuels. Les causes de défauts sont complexes et résident dans la combinaison de phénomènes physico-chimiques (gestion de l'eau, conditionnement des gaz, contraintes thermiques internes, cinétiques électrochimiques, etc...). Dans un objectif d'accroissement de la fiabilité et de la durée de vie du système, il convient donc de comprendre et d'identifier les modes de défaillance sur ces systèmes complets en proposant de nouveaux outils de diagnostic plus performants.

L'objectif de ces travaux réside dans la possibilité d'utiliser la mesure du champ magnétique externe généré par les courants circulant dans le stack pour effectuer un diagnostic de celui-ci. Il s'agit donc là encore de déterminer les effets en fonction des causes (obtention des densités de courant locales internes en fonction des mesures des champs magnétiques externes) à partir d'une instrumentation réalisée à l'aide de capteurs non invasifs. Ce réseau de capteurs doit permettre de remonter précisément aux densités locales de courant. Il s'agit de développer un diagnostic, permettant la localisation du défaut et donc une meilleure connaissance des phénomènes contribuant à leur apparition. Cette méthode sera validée expérimentalement sur un stack déjà opérationnel au LEPMI. Le CEA-Liten devra ensuite acquérir cette technologie pour la déployer sur les stacks des sociétés PSA (applications transport) et Helion (applications bâtiments).

La thèse M. LE NY est maintenant commencée depuis un an. Assez curieusement, nous avons connu quelques difficultés à financer ces travaux puisque nos premiers contacts avec le LEPMI pour travailler sur la thématique datent de 2004. Entre temps, une équipe du RWTH (Aachen, Allemagne) a proposé une approche très similaire à celle que nous envisageons. Cette équipe a ainsi développé un prototype constitué d'un capteur mobile qui réalise un « mapping » très précis du champ magnétique autour de stack. A partir de cette carte de champ, la résolution du problème inverse a conduit à des résultats remarquables quant à la reconstruction des densités de courant. Nous avons donc actuellement un certain retard. La connaissance de ces travaux nous a amené à changer notre stratégie et à plutôt viser un système très simple (et donc robuste) constitué uniquement de quelques capteurs fixes. Une réflexion est menée sur l'agencement de ces capteurs pour assurer une relative insensibilité de la mesure quant aux perturbations extérieures forcément présentes si le stack fonctionne en

environnement industriel. Même si immanquablement, la précision de ce système sera dégradée, une telle approche pourra permettre son déploiement à grande échelle dans un cadre dépassant les laboratoires de recherche. Les premiers travaux ont consisté à développer un modèle direct robuste permettant la modélisation d'un stack en défaut et du champ magnétique externe. Le modèle est basé sur la méthode des volumes finis et présente certaines originalités. Nos travaux se concentrent maintenant sur son inversion.

4) Application à la mesure de courant

a) Contexte

Cet axe de recherche consiste en la détermination de courants traversant des conducteurs à partir de la mesure du champ magnétique réalisée sur plusieurs capteurs vectoriels disséminés autour des conducteurs. Cette thématique de recherche est actuellement très dynamique, puisque la dissémination des capteurs de courant constitue un verrou technologique majeur pour la maîtrise de l'efficacité énergétique dans des systèmes de plus en plus électriques (bâtiments, transports,...). Les technologies de mesure de champ magnétique présente des intérêts par rapport à des techniques plus conventionnelles (bobine de Rogowski, shunt,...). En effet, la relation linéaire entre courant et champ induit naturellement la linéarité du capteur par rapport aux systèmes constitués de matériaux ferromagnétiques. De plus, si des capteurs mesurant des champs statiques sont utilisés, la mesure de courants continus devient accessible. Nous verrons que, ici encore, le fluxgate peut proposer une solution très intéressante. L'inconvénient est évidemment la sensibilité de ces systèmes aux champs externes perturbateurs. L'enjeu est alors de proposer des topologies (agencements conducteurs/capteurs) qui minimise les perturbations.

b) Microcapteurs distribués pour l'identification de courants

Ces travaux, effectués dans le cadre du projet MICOTI qui s'intègre dans un projet plus vaste appelé SmartElectricity ont eu pour cadre la thèse d'A. MSAED (soutenue en 2009) co-encadrée avec J. DELAMARE du G2ELab. Il repose sur une collaboration entre notre laboratoire, la société Schneider Electric et le CEA-Leti. Ils ont été financés par le pôle de compétitivité Minalogic.

Le projet MICOTI a pour but de réaliser une rupture technologique dans le domaine très mature de la mesure de courant. Il s'agit d'utiliser les microtechnologies qui permettront

de réaliser une percée en terme de miniaturisation pour rendre envisageable la mesure de courant sur les produits d'encombrement réduit (petits calibres). Son principal objectif est de définir les principes physiques et les technologies de réalisation d'un capteur de courant microsysteme prélevant l'information courant sur le champ magnétique associé aux conducteurs ainsi que de développer le traitement de signal intégré associé.

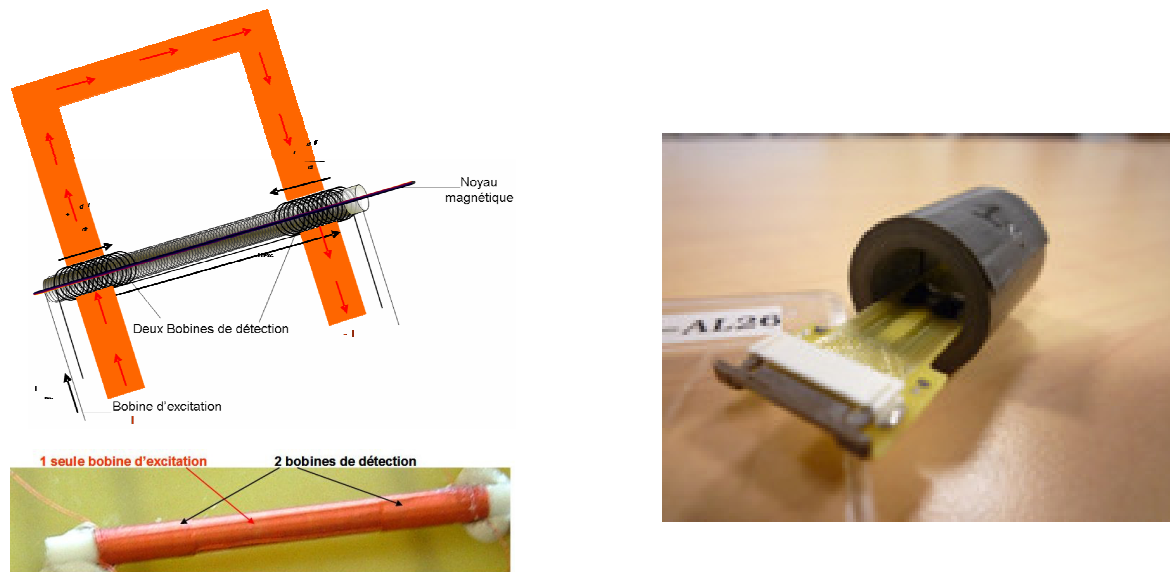
Les contraintes associées à notre problème sont le coût et la précision du capteur qui est définie par un cahier de charge de Schneider Electric. Plusieurs difficultés théoriques et technologiques interviennent, la plus importante est que notre capteur sera localisé dans une armoire électrique, donc à proximité de conducteurs perturbateurs quelconques dont la position ne peut être connue et dans lesquels peuvent circuler des courants importants.

Le CEA-Leti a développé des microcapteurs de champ magnétiques (microfluxgate) qu'il semble possible d'utiliser pour réaliser le capteur. Notre doctorante a pris en charge la conception du système (nombre de capteurs, positions relatives conducteurs/capteurs, blindage,...) et mis au point l'algorithme d'inversion associé.

Alors que la plupart des solutions proposées résident dans la multiplication des capteurs autour de trois conducteurs triphasés, nous avons proposé une solution originale du type « mesure par gradient de champ » associée à une géométrie judicieuse des conducteurs (en forme de U). Cette solution associée à un blindage très simple permet une bonne réjection des champs perturbateurs tout en assurant une linéarité du capteur de courant quasi parfaite.

Une autre originalité a constitué en la synthèse de la fonction « mesure de gradient magnétique » en un seul composant intégré. Un fluxgate est généralement constitué d'un barreau, d'un bobinage d'excitation et d'un bobinage de détection (pour les plus simples d'entre eux). Classiquement, la mesure d'un gradient nécessite l'utilisation de deux capteurs. Cette mesure est complexe car le mésalignement de ces deux capteurs ou la dispersion de leurs caractéristiques intrinsèques peut engendrer de fortes imprécisions sur l'évaluation du gradient. Nous avons donc proposé d'utiliser un seul barreau, une seule excitation et deux bobinage de détection montés en opposition, ce qui permet au capteur d'effectuer la soustraction intrinsèquement et résout les problèmes de mésalignement et de dispersion des matériaux. De plus, cette solution est très facilement transposable aux technologie intégrées.

Un brevet [\[B-02\]](#) a été déposé et les travaux publiés dans [\[R-22\]](#).



Capteur de courant constitué d'un conducteur en forme de U et d'un capteur de gradient de champ magnétique. A gauche, schéma du capteur et prototype centimétrique, à droite, prototype en technologie intégrée réalisée par le CEA-Leti et blindage associé.

c) Identification de courants et tension dans les lignes électriques

Ce projet a été mené en partenariat avec le GIE IDEA, groupement d'intérêt économique entre le G2ELAB, Electricité de France et Schneider Electric. Il a donné lieu au stage post-doctorat de S. AVILA en 2006.

L'étude portait sur la faisabilité de nouveaux détecteurs de défauts directionnels pour réseaux aériens. Ceci signifie que l'appareil – placé sur un poteau – doit être capable de préciser la direction de provenance du défaut (amont/aval) sans avoir recours à des mesures directes des tensions et courants au contact du conducteur. L'utilisation conjointe de plusieurs détecteurs permettra ainsi d'isoler la portion de ligne défaillante et conduira à des temps d'intervention optimum.

La solution technique retenue a été la mesure non invasive. Le système, muni de capteurs de champs magnétiques et électriques, doit être en mesure de reconstruire les variables tension et courant dans les conducteurs. A partir de l'évolution temporelle de ces variables, il sera alors possible de déterminer la direction de provenance du défaut.

Le stage post-doctorat de sergio AVILA a consisté en une étude numérique de faisabilité. Les conclusions ont été que si l'inversion par champ magnétique paraissait tout à fait envisageable (mesure des courants), celle par champ électrique semble beaucoup plus

complexe à mettre en œuvre (mesure des tensions). Ces travaux mériteraient des validations expérimentales qu'il conviendra d'effectuer dans un avenir proche.

V - Conclusions

Nous arrivons à la fin de la présentation de mes travaux de recherche. Ils représentent dix années de travail à temps plein ce qui est, après réflexion, une période assez longue dans la vie d'un chercheur. Après ce bilan qualitatif, il est possible de dresser également un bilan quantitatif, même si l'évocation de chiffres et autres indicateurs bibliométriques est bien entendue largement insuffisante pour juger de la qualité de travaux. Lançons tout de même quelques chiffres : une centaine de publications internationales, près d'une quarantaine d'articles de revue, quatre brevets, huit thèses co-encadrées soutenues et sept en cours, une dizaine de masters.

A mon sens, ces travaux m'ont permis de beaucoup progresser dans la connaissance que j'avais des champs électromagnétiques basses fréquences, de leur modélisation et de leur mesure. Ce domaine de recherche reste passionnant et le contexte dans lequel j'ai mené ces travaux, c'est-à-dire le G2ELab et plus largement le bassin Grenoblois, demeure hautement attractif.

Evidemment, ces travaux ne vont pas s'arrêter là et il convient de les mettre en perspective. C'est l'objectif de la prochaine partie de ce document.

III. Perspectives de recherche

I - Introduction

Mes travaux sur l'identification des sources électromagnétiques basses fréquences par mesure du champ magnétique rayonné constitue sans aucun doute une originalité forte de mes travaux. Encore peu d'équipes travaillent actuellement sur cette thématique au niveau international bien que les applications potentielles demeurent très importantes. En particulier, le contexte économique actuel associé à la montée en puissance du tout électrique laisse présager un avenir radieux pour cette thématique en particulier pour tout ce qui concerne le diagnostic et la CEM rayonnée. Enfin, comme j'ai essayé de le montrer, notre approche alliant modélisation, expérimentation et métrologie est originale et peu d'équipes peuvent afficher simultanément ces axes de recherche. De plus, nous nous positionnons géographiquement à proximité de compétences complémentaires dans le domaine. Citons par exemple au niveau Grenoblois, le CEA-Leti qui développe activement de nouvelles technologies de capteurs magnétiques, le laboratoire GIPSA-Lab qui travaille actuellement sur des méthodes de traitement du signal adaptées aux champs électromagnétiques. Plus largement, nous nous situons au cœur des Alpes à proximité des équipes Lyonnaises et Turinoises qui développent également des travaux très originaux autour de cette thématique. Il est donc essentiel de garder une dynamique importante sur le sujet.

Parallèlement, mes travaux sur les méthodes de modélisation électromagnétiques prennent actuellement une place de plus en plus importante. Récemment, un groupe s'est constitué au sein du G2ELab et une dynamique très forte s'est développée autour des méthodes intégrales et de leur couplage avec d'autres méthodes numériques. Ce groupe nommé « Mipse » regroupe plusieurs chercheurs, ingénieurs et doctorants venant des équipes « Mage » et « Electronique de puissance » du laboratoire. Je reviendrai plus loin sur les objectifs que nous nous fixons mais nous sommes en ce moment dans une phase de réelle montée en puissance et nous disposons du soutien actif de la société Cedrat et du laboratoire. De plus, la participation à de nombreux projets nationaux (O2M, Preface, E-CEM) financés par des agences de moyens diverses (ANR, FUI,...) nous apporte un réel soutien et contribue largement à cette dynamique. La contrepartie est évidemment plus de contraintes dans la gestion du groupe et des sollicitations externes toujours plus nombreuses.

Mon objectif est donc de garder un équilibre entre ces deux axes dont la réunion constitue à mon sens l'originalité de mes travaux. Mes perspectives de recherches sont donc

de continuer et d'amplifier ces activités en parallèles, tout en évitant l'erreur d'en favoriser l'une par rapport à l'autre puisque les deux sont complémentaires. Cet objectif sera certainement difficile à tenir puisque le temps n'est pas extensible mais le challenge en vaut la peine.

II - Objectifs pour la thématique magnétisme du navire

A - Mise en oeuvre de l'immunisation en boucle fermée

La thèse de Y. VUILLERMET sur l'immunisation en boucle fermée en collaboration avec DCNS est arrivée à échéance début 2009. Les travaux engagés devraient déboucher sur la réalisation d'un démonstrateur qui devrait montrer la pertinence de l'approche pour un sous-marin. Même si les résultats semblent prometteurs, il conviendra de renforcer la connaissance des processus de modification de leur aimantation. En particulier, ceux –ci contrairement aux bâtiments de surface sont soumis à de très fortes contraintes de pression lors de leurs plongées dans un champ magnétique non nul (le champ magnétique terrestre). Il semble donc possible d'intégrer dans les outils d'identification d'aimantation une connaissance a priori de ces phénomènes pour améliorer leur robustesse. Une thèse (A. VIANA, soutenue en 2010) a permis d'initier des travaux sur la problématique traitant des phénomènes de magnétostriction en champ faible se développant dans des matériaux tels que l'acier. Ce sujet est original et n'a été que très peu étudié puisque que les causes de la magnétostriction sont ici des fortes contraintes associées à des faibles champs (traditionnellement, la magnétostriction est étudiée sous fort champ et faibles contraintes). Une fois ces travaux finalisés, les modèles obtenus pourront renseigner utilement le problème inverse, par l'ajout d'une information a priori toujours plus pertinente. Enfin, la robustesse des algorithmes développés devra être étudiée (comportement vis-à-vis des incertitudes de mesure, conséquences d'une panne de plusieurs capteurs,...). Ces futurs travaux donnent lieu à une thèse cife avec la société DCNS très récemment commencée.

B - Montée en compétence sur les champs électriques

Cet objectif est en lien direct avec la thèse d'A. GUIBERT qui vient de se terminer. Si l'ERT « champ faible » dispose de compétences importantes dans le domaine de la mesure et de la modélisation des champs magnétiques générés par les navires, l'étude des champs électriques est un sujet relativement nouveau. Il conviendra donc de développer de nouvelles compétences métrologiques dans cette équipe sur la problématique. Nous prévoyons ainsi l'acquisition de capteurs de champs électriques basse fréquence (fonctionnant dans l'eau de mer) et à moyen terme le déploiement d'une cuve métrologique. Cette montée en compétence devra se faire en partenariat étroit avec le LEPMI qui s'est montré très intéressé par les

possibilités qu'offraient notre méthode inverse en terme d'étude des phénomènes de corrosion et de leur diagnostic. Enfin, il convient impérativement d'élargir les champs applicatifs de cette méthode en la généralisant. En effet, elle pourrait être avantageusement utilisée pour le diagnostic de nombreuses structures immergées (parcs éoliens offshore, hydroliennes, pipelines, plateformes maritimes,...). La DGA nous a confirmé sa volonté que continuer des travaux sur la problématique (financement d'un post-doctorat en 2011).

III - Objectifs pour la thématique modélisation directe

A - Le groupe MIPSE

Les méthodes intégrales, même si elles ont été déjà largement étudiées par notre communauté, sont susceptibles de connaître un renouveau grâce à la systématisation de l'utilisation des algorithmes de compression (Fast Multipole Method ou autres). Même si l'objectif n'est évidemment pas de rivaliser avec les éléments finis, certains domaines applicatifs peuvent leur être particulièrement favorables. En particulier, la modélisation des convertisseurs statiques d'électronique de puissance semble être un domaine où elles sont très compétitives. Plus généralement, la CEM est potentiellement un terrain d'expérimentation des plus intéressants.

En 2007, j'ai pris l'initiative de monter un projet ANR « blanc » dédié à la modélisation par méthodes intégrales des dispositifs d'électronique de puissance, ceci en partenariat avec le laboratoire Ampère à Lyon. Ce projet avait pour nom MIPSE acronyme de « Modélisation des Interconnexions de Puissance des Systèmes Electriques ». Il a été refusé par l'ANR mais la société Cedrat, séduite par son contenu, nous a donné la possibilité de travailler sur la thématique en lui associant une thèse cifre. Quatre ans plus tard, ce nom est resté et le groupe MIPSE, interne au laboratoire, regroupe aujourd'hui plusieurs chercheurs, deux ingénieurs et cinq doctorants. Plusieurs projets, maintenant financé par l'ANR ou par le FUI, lui sont associés (O2M, Preface, E-CEM).

Nous envisageons donc de maintenir la dynamique autour de ce groupe de travail. En plus des évolutions du logiciel InCa3D, l'idée est de développer une plateforme plus générique autour des méthodes intégrales dans laquelle il est possible d'implanter et donc de tester rapidement de nouvelles formulations. Evidemment, cette plateforme bien que générique doit être performante (ou même hautement performante pour faire résonance au « High Performance Computing » terme aujourd'hui très à la mode...). Elle doit en particulier permettre l'utilisation systématique des compressions matricielles ainsi que de calculs vectorisés et massivement parallélisés. Enfin, elle doit permettre un interfaçage « facile » avec d'autres méthodes numériques.

Cette plateforme qui commence à voir le jour est développé en langage Java. Le choix de ce langage n'est pas neutre et constitue une originalité en soit. En effet, même s'il n'est

certainement pas le plus efficace pour le calcul numérique (par rapport au C par exemple), nous pensons que ses avantages résident dans une grande facilité de programmation et une excellente pérennité des codes, ce qui nous permet d'être très réactifs dans nos développements. Notre plateforme doit également être parfaitement modulaire pour limiter sa complexité. C'est donc un projet d'une réelle ampleur qui commence à se dessiner. Même si reproduire l'expérience de Flux dans le contexte actuel semble trop ambitieux, nous pensons tout de même avoir maintenant une dynamique pérenne pour encore plusieurs années.

B - Travaux sur les méthodes intégrales

En plus des développements informatiques de fond réalisés sur la plateforme, les principaux objectifs scientifiques pour le groupe MIPSE seront :

- Le projet PREFACE (financé par les pôles de compétitivité Aese, Astech et Pegase). Ce projet va nous permettre d'éprouver nos codes PEEC sur la thématique originale de la modélisation du choc de foudres sur les avions.
- La valorisation de Locapi dans un logiciel à vocation industrielle. Une première version LocapiNavy, dédiée au magnétisme du navire, est en cours de développement. Elle va être déployée prochainement dans l'entreprise DCNS.
- L'introduction du parallélisme massif dans nos codes avec leur portage sur GPU (Graphics Processing Unit) dans le cadre de la thèse de C. RUBECK débutée en octobre 2009.
- L'intégration des matériaux ferromagnétiques conducteurs dans la méthode PEEC pour la modélisation des blindages (fin de la thèse de T. LE DUC et Post-doctorat d'O. MARTINS dans le cadre du projet ANR E-CEM).
- Le couplage de la méthode PEEC avec des méthodes d'optimisation dans le cadre de projet E-CEM.

C - Couplage de méthodes

Aucune méthode numérique n'étant universelle, il convient de favoriser l'hybridation pour tirer avantage de chacune d'entre elles. L'objectif à moyen terme étant de dépasser la modélisation « composant » pour accéder à la modélisation « système » de dispositifs industriels complexes. A ce propos, la montée en puissance du « tout électrique » constitue une opportunité certaine en terme de domaines applicatifs (voiture électrique, avion plus

électrique, navire tout électrique,...). Il convient donc de développer des passerelles et des couplages entre les modèles 3D (composant) et les modèles 0D (système). Les prochains travaux à court terme sur le sujet seront :

- Couplage de la méthode des schémas reluctants avec une méthode intégrale pour la prise en compte des flux de fuite.
- Le couplage des méthodes éléments finis (mécanique) et intégrales (électrostatique – magnéto-statique) pour la modélisation de MEMS hybride constitués de matériaux magnétostrictif et piezzo-électrique. La thèse de A. CARPENTIER, commencée en octobre 2010, adresse cette problématique
- La réduction des schémas électriques équivalents, issus de la méthode PEEC, pour le couplage avec des solveurs circuit (thèse T. S. NGUYEN, débutée en 2009).

IV - Objectifs pour la thématique modélisation inverse

A - Optimisation

L'utilisation des méthodes intégrales peut être une alternative très économique face à la méthode des éléments finis pour l'optimisation de certains dispositifs. Le principal intérêt réside dans l'absence de remaillage de l'air à chaque changement de paramètres. Un champ applicatif nous semble particulièrement séduisant : le calcul des tenues en tensions des chambres de coupure moyennes tensions (disjoncteur). En effet, ce problème électrostatique est de géométrie complexe et linéaire, une méthode intégrale couplée FMM est donc particulièrement bien adaptée. L'optimisation de la forme de la chambre en couplant ce modèle avec une surface de réponse et un algorithme stochastique semble donc séduisante. Ce travail vient d'être initié dans le cadre du LIA Maxwell, en collaboration avec l'université de Sao Paulo. Un post-doctorant passe actuellement un an au Brésil pour travailler sur la problématique.

B - Identification de sources électromagnétiques

Cette thématique doit continuer à monter en puissance d'une part en poursuivant à court terme les projets récemment démarrés et d'autre part en lui trouvant d'autres applications et débouchés.

A moyen terme, nous prévoyons :

- La valorisation industrielle du démonstrateur pour le diagnostic des alternateurs par mesure du champ rayonné. Je suis actuellement à la recherche de partenaires industriels pour pérenniser et diffuser les méthodes développées.
- La continuation des travaux sur la détermination des flux rémanents dans les transformateurs (suite de la thèse de D. CAVALLERA).
- La poursuite de la thématique d'identification de courant par mesure du champ magnétique. A ce sujet, suite à la thèse d'A. MSAED, un certain nombre d'idées originales ont germé, il convient donc de les mettre en œuvre et de le breveter impérativement.

- La caractérisation de stacks de piles à combustibles par mesure de champ magnétique. Cette activité réalisée en collaboration avec le LEPMI va maintenant réellement démarrer avec le projet ANR Omniscient et le soutien de Grenoble-INP.

L'objectif à plus long terme sera une montée dans la fréquence des signaux électromagnétiques analysés avec la volonté d'aller vers les fréquences intermédiaires (champ proche – propagation), bande de fréquence encore à ce jour très peu investiguée. Il conviendra évidemment de travailler sur les modèles mais aussi sur une instrumentation originale.

Enfin, il semble nécessaire d'accroître la visibilité et les potentialités du pôle Grenoblois (et plus largement du pôle Rhone-Alpin) sur la thématique. Il est à noter que dans le cadre des applications marines, une structuration entre le G2ELab (modèles de champs), le CEA-Leti (développements de capteurs de champs magnétiques) et GIPSA-Lab (traitement du signal) est en train de s'effectuer. Il conviendra impérativement de créer une dynamique similaire mais plus large, en particulier, sur les applications civiles.

IV. Curriculum Vitae

I - Résumé du curriculum vitae

Etat civil

CHADEBEC Olivier
Né le 18 mars 1973 à Sens (89)
Marié, 2 enfants
Résident 13 rue des violettes 38100 Grenoble
Téléphone professionnel : 04 76 82 62 91
e-mail : olivier.chadebec@g2elab.grenoble-inp.fr

Titres universitaires

- 1997 Ingénieur ENSIEG – INPG (Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electricien de Grenoble),
Option « Modélisation, Conception, Simulation »
- 1997 DEA de Génie Electrique de l'INPG (Institut National Polytechnique de Grenoble)
- 2001 Doctorat de l'INPG (Institut National Polytechnique de Grenoble), spécialité Génie
Electrique, Jury : MM. Rioux-Damidau, Krahenbuhl, Penven, Henocq, Coulomb, Cauffet,
Bongiraud, *Mention très honorable avec félicitations du jury*
-

Fonctions antérieures

- 01/03/97 – 31/07/97 Travaux de DEA de génie électrique (Schneider Electric - Varcès, 38)
- 01/08/97 – 01/06/98 Scientifique du contingent à l'ESMAT (Chateauroux, 36), Enseignant en
génie électrique
- 01/10/98 – 30/09/01 Thèse de doctorat au Laboratoire de Magnétisme du Navire (Grenoble, 38) sur
l'immunisation en boucle fermée des navires à coque ferromagnétique en
collaboration avec le GESMA -DGA (Brest, 29), bourse DGA-CNRS
- 01/10/01 – 31/12/01 Ingénieur de recherche au Laboratoire de Magnétisme du Navire (Grenoble,
38) – Valorisation des travaux de thèse
- 01/01/02 – 28/02/02 Ingénieur de recherche au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
(Grenoble, 38) – Modélisation d'actionneurs magnétostrictifs
- 01/03/02 – 30/09/02 Post-doctorat à Schneider Electric (Grenoble, 38) sur la modélisation de
sources en mouvement dans les appareils de coupure
- 01/10/03 – 30/09/08 Chargé de recherche CNRS 2^{ème} classe au G2ELab
- depuis le 01/08/08 Chargé de recherche CNRS 1^{ère} classe au G2ELab

Mots clés : Génie Electrique, Modélisation des champs électromagnétiques basse fréquence, problèmes inverses, métrologie magnétique en champ faibles

Le premier objectif de mes recherches vise à étendre les capacités de calcul pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques. Cette activité, classique au sens de la modélisation, consiste à évaluer diverses grandeurs (forces, couples, vitesses, pertes, champs rayonnés), ceci en connaissant les paramètres géométriques et physiques des dispositifs. Elle repose sur l'utilisation de méthodes numériques dédiées et peut être qualifiée d'approche directe (détermination des effets en fonction des causes). Cette activité se décompose en deux sous parties :

- Formulations électromagnétiques générales éléments finis 3D

Cette activité est un des axes forts de l'équipe « modélisation » du G2ELab. Elle a donné naissance au logiciel FLUX qui est actuellement un des leaders mondiaux du domaine. Mes travaux concernent principalement la modélisation des courants induits dans les dispositifs du génie électrique et les outils d'aide à l'utilisateur.

- Formulations électromagnétiques dédiées au calcul des champs rayonnés basses fréquences

Cet axe est une des principales originalités de mes travaux au sein du laboratoire. Elle consiste à évaluer par simulation numérique les champs électromagnétiques au voisinage direct de différents dispositifs et ainsi de déterminer leur impact sur leur environnement. Dans cette approche, la modélisation de la région air environnante étant cruciale, il est nécessaire de développer des méthodes alternatives à la méthode éléments finis historiquement utilisée dans notre laboratoire. Je m'intéresse plus particulièrement aux méthodes intégrales de volume et développe un logiciel nommé Locapi qui synthétise l'ensemble de mes travaux. Les domaines d'applications sont les suivants :

- Evaluation des signatures électromagnétiques des navires
- Evaluation des perturbations électromagnétiques générées par les dispositifs du génie électrique et de l'électronique de puissance (compatibilité électromagnétique rayonnée)
- Calcul des interactions magnétomécaniques à distance

Le deuxième axe de mes recherches concerne l'approche inverse, à savoir la détermination des causes en fonction des effets. Deux axes de recherche sont privilégiés :

- L'étude des problèmes de conception

L'effet est ici une grandeur définie par cahier des charges. Il s'agit alors de coupler les méthodes de calcul des champs électromagnétiques avec des méthodes d'optimisation. La principale application est le design de microsystemes.

- L'étude des problèmes d'identification de sources électromagnétiques

Il s'agit ici de mesurer le champ magnétique autour d'un système afin de reconstruire, par résolution d'un problème inverse, un modèle de sources équivalentes. Ce dernier axe de recherche est la spécificité propre de mon activité de recherche et est le plus original au niveau national et international. Les domaines d'application sont :

- L'extrapolation du champ quand le dispositif est trop complexe à modéliser en approche directe.
- Le diagnostic par mesure du champ rayonné de différents dispositifs (machines tournantes, transformateurs, courants circulant dans des conducteurs, piles à combustibles, corrosion dans les coques de navires,...)

Cette activité comporte des aspects numériques (inversion de modèles, méthodes de régularisation) mais aussi métrologiques (mesure de champs magnétiques basse fréquence de quelques dizaines de nanoteslas).

II - Publications

A - Indicateurs bibliométriques (octobre 2010)

Revue internationale :	43
Conférences internationales invitées :	5
Conférences internationales :	74
Brevets :	4
h-index :	7 (<i>en hausse</i>)
Taille :	1m72 (<i>stable</i>)
Poids :	69kg (<i>en baisse</i>)

B - Liste de Publication (octobre 2010)

1) Publications dans des revues internationales à comité de lecture

- [R-01] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, V. LECONTE, J-P. BONGIRAUD, G. CAUFFET, "Modeling of static anomaly created by iron plates", IEEE transactions on magnetics, **36**, 4 (2000), 667-671
- [R-02] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, J-P. BONGIRAUD, G. CAUFFET, "Modélisation de tôles ferromagnétiques en problème inverse", Revue internationale de Génie Electrique, **4**, 1-2 (2001), 19-39
- [R-03] O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "New method for a fast and easy computation of stray fields created by wound rods", IEEE transactions on magnetics, **38**, 2 (2002), 517-520
- [R-04] O. CHADEBEC J-L. COULOMB, L-L. ROUVE, J-P. BONGIRAUD, G. CAUFFET, P. LE THIEC, "Recent improvements for solving inverse magnetostatic problem applied to thin shell", IEEE transactions on magnetics, **38**, 2 (2002), 1005-1008
- [R-05] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, G. CAUFFET, J-P. BONGIRAUD, "How to well pose a magnetization identification problem", IEEE transactions on magnetics, **39**, 3 (2003), 1634-1637
- [R-06] O. CHADEBEC, J.-L. COULOMB, G. CAUFFET, J-P. BONGIRAUD, S. GUERIN, "Magnetization Identification Problem - Illustration of an Effective Approach", The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical Engineering (COMPEL), **23**, 2 (2004), 518-530
- [R-07] O. CHADEBEC, G. MEUNIER, V. MAZAURIC, Y. LE FLOCH, "Eddy currents effects in circuit breakers during arc displacement phase", IEEE transactions on magnetics, **40**, 2 (2004), 1358-1361
- [R-08] J. FONTCHASTAGNER, O. CHADEBEC, H. SCHELLEKENS, G. MEUNIER, V. MAZAURIC, "Coupling of an Electrical Arc Model with FEM for Vacuum Interrupter Designs", IEEE transactions on magnetics , **41**, 5 (2005), 1600-1603
- [R-09] T-A. PHUNG, O. CHADEBEC, G. MEUNIER, P. LABIE, Y. LE FLOCH, "Automatic Cuts for Magnetic Scalar Potential Formulation", IEEE transactions on magnetics, **41**, 5 (2005), 1668-1671
- [R-10] J. FONTCHASTAGNER, O. CHADEBEC, H. SCHELLEKENS, G. MEUNIER, "Couplage d'un modèle d'arc électrique la MEF pour le dimensionnement de disjoncteurs à vide", Revue Internationale de Génie Electrique, **8**, 1, (2005), 139-151
- [R-11] L-L. ROUVE, L. SCHMERBER, O. CHADEBEC, A. FOGGIA, "Optimal magnetic sensor location for spherical harmonics identification applied to radiated electrical devices", IEEE transactions on magnetics, **42**, 4, (2006), 1167-1170
- [R-12] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, F. JANET , "A review of magnetostatic moment method", IEEE transactions on magnetics, **42**, 4 (2006), 515-520
- [R-13] Y. VUILLERMET, O. CHADEBEC, J. M. LUPIN, A. SAKER, G. MEUNIER, J. L. COULOMB, "Optimization of low voltage metallized film capacitor geometry", IEEE transactions on magnetics, **43**, 4, (2007), 1569-1572
- [R-14] A-T. PHUNG, O. CHADEBEC, G. MEUNIER, X. MARGUERON, J-P. KERADEC, "High frequency proximity losses determination for rectangular cross section conductors", IEEE transactions on magnetics, **43**, 4, (2007), 1213-1216
- [R-15] V-P. BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "Non Invasive Faults Monitoring of Electrical Machines by Solving Steady State Magnetic Inverse Problem", Lecture Notes in Computer Science, **4694**, (2007), 431-438

- [R-16] S. GUERIN, G.CAUFFET, J-L. COULOMB, O. CHADEBEC, Y. VUILLERMET, “Identification of Ferromagnetic Thin Sheets Magnetization: Use of the Gradient and Potential measurements”, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical Engineering (COMPEL), **27**, 1, (2008), 56-63
- [R-17] V-P. BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, “Analysis of the Stray Magnetic Field Created by Faulty Electrical Machines”, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical Engineering (COMPEL), **27**, 1 (2008), 224-234
- [R-18] V-P. BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, “Non Invasive Fault Monitoring of Electrical Machines by Solving Steady State Magnetic Inverse Problem”, IEEE transactions on magnetics, **44**, 6, (2008), 1050-1053
- [R-19] D. LADAS, V. MAZAURIC, G. MEUNIER, O. CHADEBEC M. EBENE-EBENE,, Y. MARECHAL, P. WENDLING, “Toward an Energy-Based Error Criterion for Adaptive Meshing”, IEEE transactions on magnetics, **44**, 6, (2008), 1246-1249
- [R-20] Y. VUILLERMET, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, L-L. ROUVE, G. CAUFFET, J.P. BONGIRAUD, L. DEMILLIER, “Scalar Potential Formulation and Inverse Problem Applied to Thin Magnetic Shells”, IEEE transactions on magnetics, **44**, 6, (2008), 1054-1057
- [R-21] H. L. RAKOTOARISON, V. ARDON, O. CHADEBEC, B. DELINCHANT, J-L. COULOMB, “Formal Sensitivity Computation of Magnetic Moment method”, IEEE transactions on magnetics, **44**, 6, (2008), 1014-1017
- [R-22] T-A. PHUNG, P. LABIE, O. CHADEBEC, Y. LE FLOCH, G. MEUNIER, “On the Use of Automatic Cuts Algorithm for $T_0 - T - \Phi$ Formulation in Nondestructive Testing by Eddy Current”, Studies in Computational Intelligence, Intelligent Computer Techniques in Applied Electromagnetics, **119**, (2008), 55-62
- [R-23] D. LADAS, V. MAZAURIC, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, “Approche énergétique du maillage adaptatif et des critères d'erreur”, Revue internationale de Génie Electrique , **11**, 2-3 (2008), 173-183
- [R-24] V-P. BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, “Diagnostic des machines électriques par mesure du champ magnétique rayonné Une approche inverse”, Revue internationale de Génie Electrique, **11**, 2-3 (2008), 251-274
- [R-25] Y.VUILLERMET, O.CHADEBEC, J.COULOMB, L.ROUVE, G.CAUFFET, “Formulations intégrales magnétostatiques Un bilan pour l'identification de l'aimantation de tôles ferromagnétiques”, Revue internationale de Génie Electrique, **11**, 2-3 (2008), 287-302
- [R-26] G. MEUNIER, A. T. PHUNG, O. CHADEBEC, X. MARGUERON, J.-P. KERADEC, “Propriétés macroscopiques équivalentes pour représenter les pertes dans les bobines conductrices”, Revue Internationale de Génie Electrique, **11**, 6 (2008), 675-694
- [R-27] Y.VUILLERMET, O.CHADEBEC, J.COULOMB, L.ROUVE, G.CAUFFET, “Formulations intégrales magnétostatiques Un bilan pour l'identification de l'aimantation de tôles ferromagnétiques”, Revue internationale de Génie Electrique, **11**, 2-3 (2008), 287-302
- [R-28] G. MEUNIER, A. T. PHUNG, O. CHADEBEC, X. MARGUERON, J.-P. KERADEC, “Propriétés macroscopiques équivalentes pour représenter les pertes dans les bobines conductrices”, Revue Internationale de Génie Electrique, **11**, 6 (2008), 675-694
- [R-29] B.VINCENT, O.CHADEBEC, JL.SCHANEN, C. A. F. SARTORI AND L. KRAHENBÜHL, “New robust coil sensors for near field characterization”, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, **8**, 1, (2009)
- [R-30] A. GUIBERT, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, C RANNOU, “ Ships Hull Corrosion Diagnosis From Close Measurements of Electric Potential in the Water”, IEEE Transactions on Magnetism **45**, 3 (2009) 1828-1831

- [R-31] A. GUIBERT, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, C RANNOU, "Corrosion diagnosis of a ship mock-up from near electric field measurements", IEEE Transaction on magnetics, 46, 8, (2010), 3205-3208
- [R-32] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J.-L. SCHANEN, K. BERGER, R. PERRUSSEL, L. KRÄHENBÜHL, "Identification of equivalent multipolar electromagnetic sources by spatial filtering", IEEE Transaction on magnetics, 46, 8 (2010), 2815-2818
- [R-33] V. ARDON, J. AIME, O. CHADEBEC, E. CLAVEL, J-M. GUICHON, E. VIALARDI, "EMC Modeling of an Industrial Variable Speed Drive with an Adapted PEEC Method", IEEE Transaction on magnetics, 46, 8 (2010), 2892-2898
- [R-34] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J-L. SCHANEN , K. BERGER, "Loop Antennas for Near Field Multipolar Expansion Identification: First Experimental Validations", IEEE Transaction on instrumentation and measurements, 59, 12 (2010), 3086-3092
- [R-35] A. GUIBERT, O. CHADEBEC, J.-L. COULOMB, C. RANNOU, R. P. NOGUEIRA, "Ships hull corrosion diagnosis from close measurements of electric potential in the water", Eur. Phys. J. Appl. Phys. 52, 2 (2010).
- [R-36] A.VIANA, L-L. ROUVE, O. CHADEBEC, G. CAUFFET, J-L. COULOMB "Inverse Problem Approach to Characterize and Model Magnetization Changes in a Thin Shell Structure Undergoing Magneto-Mechanical effects", IEEE Transaction on magnetics, 47, 5 (2011), 1450-1453
- [R-37] A. GUIBERT, J.-L. COULOMB, O. CHADEBEC, C. RANNOU, "A Post-processing Integral Formulation for the Computation of Magnetic Field in Conductors", IEEE Transaction on magnetics, 47, 5 (2011), 1450-1453.
- [R-38] T-S. NGUYEN, J-M. GUICHON, O. CHADEBEC, P. LABIE, J-L. COULOMB, "Ships Magnetic Anomaly Computation with Integral Equation and Fast Multipole Method", IEEE Transaction on magnetics 47, 5 (2011), 1414-1417.
- [R-39] A. GUIBERT, J.-L. COULOMB, O. CHADEBEC, RANNOU, "Inversion improvement of a corrosion diagnosis thanks to an inequality constraint", to be published in Inverse Problems in Science and Engineering journal (2012).
- [R-40] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J-L. SCHANEN , K. BERGER, L. KRÄHENBÜHL, R. PERRUSSEL, "Identification de sources multipolaires équivalentes par filtrage spatial", to be published in European Journal of Electrical Engineering (2012)
- [R-41] T. LE-DUC, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, "An Integral Formulation for Eddy Currents Computation in Thin Conductive Shells", to be published in IEEE Transaction on Magnetics, 48, 2 (2012)
- [R-42] T-S. NGUYEN, J-M. GUICHON, O. CHADEBEC, G. MEUNIER, B. VINCENT, "An independent loops search algorithm for solving inductive PEEC large problems", to be published in Progress In Electromagnetics Research M (2012)
- [R-43] T. LE-DUC, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, G. MEUNIER, "Coupling between peec method and an integro-differential approach for solving electromagnetics problems", to be published in IET Science, Measurement & Technology

2) Conférences invitées dans des congrès internationaux

- [I-01] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, J-P. BONGIRAUD, G. CAUFFET, "Low frequency magnetic field computation", Invited paper of MARELEC 2001, Stockholm, Suède, July 2001
- [I-02] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, F. JANET, "A review of magnetostatic moment method", Invited paper of COMPUMAG 2005, 15th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Shenyang, China, June 2005
- [I-03] Y. VUILLERMET, G. CAUFFET, O. CHADEBEC, J.L. COULOMB, L. DEMILIER, L.L. ROUVE, "Closed Loop Degaussing System Applied to a Double Hull Submarine Mock-up", Keynote paper of Marelec 2009, Stokholm, Sweden, July 2009
- [I-04] V. ARDON, E. CLAVEL, O. CHADEBEC, E. VIALARDI, J-M. GUICHON, J-L. SCHANEN, P. LABIE, "Tools dedicated to the Electromagnetic Modelling of Power Structures", Keynote paper of APE 2009, 3rd conference on Automotive Power Electronics, Paris, France, 2009
- [I-05] V. ARDON, J. AIME, O. CHADEBEC, E. CLAVEL, J-M. GUICHON, E. VIALARDI, "EMC Modeling of an Industrial Variable Speed Drive with an Adapted PEEC Method", Invited paper of COMPUMAG 2009, 17th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Florianopolis, Brazil, november 2009

Remarque : Certaines de ces publications ont donné lieu à des articles de revue et peuvent se trouver également référencées dans la liste des revues à comité de lecture

3) Conférences internationales avec actes publiés et comité de lecture

- [C-01] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, J-P. BONGIRAUD, G. CAUFFET, P. LE THIEC, "Modeling of thin ferromagnetism shells in inverse problem", CEFC 2000, 9th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Milwaukee, USA, June 2000, Proc. p 458
- [C-02] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, M. CALDORA COSTA, J-P. BONGIRAUD, G. CAUFFET, P. LE THIEC, "A new regularisation method of magnetostatic inverse problem applied to thin shell", OIPE 2000, 7th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism, Torino, Italy, October 2000, Proc. pp 9-10
- [C-03] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, J-P. BONGIRAUD, L-L. ROUVE, G. CAUFFET, P. LE THIEC, "A new algorithm to identify magnetization of ferromagnetic hull – Application for the closed-loop degaussing of steel ships", MARELEC 2001, Stockholm, Sweden, July 2001
- [C-04] S. GUERIN, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, J-P. BONGIRAUD, G. CAUFFET, "Identification d'anomalies magnétiques - reconstruction de l'aimantation d'une plaque d'acier", MGE 2003, 2^{ème} colloque sur les Matériaux du Génie Electrique, Grenoble, France, avril 2003
- [C-05] S. GUERIN, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, B. FROIDUROT, G. CAUFFET, J-P., BONGIRAUD, P. LE THIEC, "Static and near-field modeling measurements of ferromagnetic devices for naval applications", ICONIC 2003, International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging, Rouen, France, June 2003, Proc. pp 56-61
- [C-06] O. CHADEBEC, G. MEUNIER, V. MAZAURIC, Y. LE FLOCH, "Comparison between Eulerian and Lagrangian description of motion – Application to eddy currents computation in circuit breakers electrodes", EMF 2003, 6th International Symposium on Electric and Magnetic Fields, Aachen, Germany, October 2003
- [C-07] G. VINCENT, M. COSTA BOUZO, C. GUERIN, J.L. COULOMB, O. CHADEBEC, "Comparison of sparse linear solvers on 3D superconductor problems", EMF 2003, 6th International Symposium on Electric and Magnetic Fields, Aachen, Germany, October 2003
- [C-08] V. LECONTE, O. CHADEBEC, V. MAZAURIC, P. WENDLING, "Electromagnetic modelling for ultra-fast actuation", EMTS 2004, Electric Machine Technology Symposium, Philadelphia, USA, January 2004
- [C-09] V. LECONTE, O. CHADEBEC, V. MAZAURIC, P. WENDLING, "Electromagnetic Modeling Dedicated to Ultra-fast Actuation", CEFC 2004, 11th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Seoul, Korea, June 2004
- [C-10] O. CHADEBEC, J. FONTCHASTAGNER, H. SCHELLEKENS, G. MEUNIER, "Model of a rotating vacuum arc by the coupling of a simple arc model with a commercial 3D FEM", ISDEIV 2004, 21th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, Yalta, Crimea, September 2004
- [C-11] O. CHADEBEC, V-P. BUI, P. GRANJON, L-L. ROUVE, N. LE BIHAN, J-L COULOMB, "Rotor fault detection of electrical machines by low frequency magnetic stray field analysis", SDEMPED 2005, 5th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Vienna, Austria, September 2005, Proc. pp 191-196
- [C-12] O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, F. JANET, G. MEUNIER, "Magnetostatic moments method dedicated to electrotechnical devices modelling", ELMA 2005, 11th international conference on ELectrical MAchine, drives and power systems, Sofia, Bulgaria, September 2005
- [C-13] D. LADAS, V. MAZAURIC, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, Y. MARECHAL, P. WENDLING, "Toward an energy-based criterion for adaptive meshing", CEFC 2006, 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation 6, Miami, USA, May 2006, Proc. p 432
- [C-14] O. CHADEBEC, V-P. BUI, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "A fast model to predict the stray magnetic field created by electrical machines", CEFC 2006, 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Miami, USA, May 2006, Proc. p 66

- [C-15] V-P. BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "An homogenised fem model to predict the stray magnetic field created by faulty electrical machines", CEFC 2006, 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Miami, USA, May 2006, Proc. p 79
- [C-16] X. MARGUERON, J-P. KERADEC, T-A. PHUNG, O. CHADEBEC, G. MEUNIER, "Minimization of eddy current losses in a straight rectangular cross section conductor", CEFC 2006, 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Miami, USA, May 2006, Proc. p 357
- [C-17] L. SCHMERBER, L-L. ROUVE, A. FOGGIA, O. CHADEBEC, "Spherical harmonic identification using a priori information about an electrical device", CEFC 2006, 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Miami, USA, May 2006, Proc. p 426
- [C-18] S. GUERIN, G.CAUFFET, J-L. COULOMB, Y. VUILLERMET, O. CHADEBEC, "Magnetic gradient and magnetic potential for surface devices in magnetostatic applied to the resolution of inverse problem for closed-loop degaussing computation", MARELEC 2006, Amsterdam, Netherlands, April 2006
- [C-19] V-P. BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "Simplified Models to Predict the Stray Magnetic Field Created by Faulty Electrical Machines", EMF 2006, 7th International Symposium on Electric and Magnetic Fields, Aussois, France, June 2006
- [C-20] A-T PHUNG, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, X. MARGUERON, J-P. KERADEC, "3D Modeling of High Frequency Transformers with T_0 - Φ Formulation", EMF 2006, 7th International Symposium on Electric and Magnetic Fields, Aussois, France, June 2006
- [C-21] D. LADAS, V. MAZAURIC, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, Y. MARECHAL, P. WENDLING, "Toward an Energy-based Error Criterion for Adaptive Meshing", EMF 2006, 7th International Symposium on Electric and Magnetic Fields, Aussois, France, June 2006
- [C-22] V-P. BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "Magnetostatic Inverse Problem applied to faults diagnostic of Electrical Machines", OIPE 2006, 9th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism, Sorrento, Italy, September 2006
- [C-23] Y. VUILLERMET, O. CHADEBEC, J. M. LUPIN, A. SAKER, G. MEUNIER, J. L. COULOMB, "Optimization of low voltage metallized film capacitor geometry", OIPE 2006, 9th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism, Sorrento, Italy, September 2006
- [C-24] A-T PHUNG, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, X. MARGUERON, J-P. KERADEC, "Perméabilité complexe équivalente pour représenter les pertes par proximité dans les conducteurs", NUMELEC 2006, 5^{ème} Conférence Européenne sur les Méthodes Numériques en Electromagnétisme, Lille, France, November 2006
- [C-25] Y. VUILLERMET, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, L-L. ROUVE, G. CAUFFET, "Modélisation magnétique des tôles minces par formulation en potentiel scalaire", NUMELEC 2006, 5^{ème} Conférence Européenne sur les Méthodes Numériques en Electromagnétisme, Lille, France, November 2006
- [C-26] V-P. BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "Problème inverse magnétostatique appliqué à la détection de défaut dans les machines électriques", NUMELEC 2006, 5^{ème} Conférence Européenne sur les Méthodes Numériques en Electromagnétisme, Lille, France, November 2006
- [C-27] V-P BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "Fast Models to Predict the Stray Magnetic Field Created by Faulty Electrical Machines", IEMDC 2007, 5th IEEE international Electrical Machines and Drives Conference, Antalya, Turkey, May 2007
- [C-28] V-P BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "Flux Air gap Reconstruction in Electrical Machines from External Measurements - Application to fault monitoring", COMPUMAG 2007, 16th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Aachen, Germany, June 2007

- [C-29] S.L. AVILA, O. CHADEBEC, B. RAISON, G. VERNEAU, "Currents Identification in Overhead Lines from Radiated Magnetic Field Knowledge", COMPUMAG 2007, 16th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Aachen, Germany, June 2007
- [C-30] S. SIMONET, L. GARBUIO, G. CAUFFET, O. CHADEBEC, J.P. BONGIRAUD, J.L. COULOMB, "Influence des contraintes mecaniques sur la discretion magnetique des sous-marins », septembre 2007, CSAME 2007, Conférence sur les sciences et Applications des Matériaux Electroactifs, Toulouse, France, September 2007
- [C-31] D. LADAS, V. MAZAURIC, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, M. EBENE BENE, Y. MARECHAL, "Dedicated Adaptive Meshing for Eddy Currents in Conductors", ISEM 2007, 13th International Symposium on Applied Electromagnetic sans Mechanics, East Lansing, USA, September 2007.
- [C-32] V-P BUI, O. CHADEBEC, L-L. ROUVE, J-L. COULOMB, "Computation of 3-D Magnetic Field Radiated by Electrical Devices", CEFC 2008, 13th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Athens, Greece, May 2008, Proc. p 175
- [C-33] D. LADAS, V. MAZAURIC, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, M. EBENE EBENE, "An Energy Based Approach of Adaptive Meshing for Eddy-Current Transient Problems", CEFC 2008, 13th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Athens, Greece, May 2008, Proc. p 221
- [C-34] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J-L. SCHANEN, "Coils Sensors Design for Near Field Multipolar Expansion Identification", CEFC 2008, 13th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Athens, Greece, May 2008, Proc. p 449
- [C-35] A. MSAED, O. CHADEBEC, J. DELAMARE, "About the Use of Magnetic Gradient Measurements Dedicated to the Identification of Electrical Currents", CEFC 2008, 13th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Athens, Greece, May 2008, Proc. p 450
- [C-36] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J-L. SCHANEN, "Capteurs de Composantes Multipolaires pour une Caractérisation en Champ Proche ", CEM08 - 14^{ème} Colloque International, Paris, France, May 2008
- [C-37] V. ARDON, J. AIME, O. CHADEBEC, E. CLAVEL, Y. LE FLOCH, "Evaluation du Modèle Capacitif d'une Structure d'Electronique de Puissance", CEM08 - 14^{ème} Colloque International, Paris, May 2008
- [C-38] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J-L. SCHANEN, "Multipolar Expansion Sensors For Near Field Characterization", IEEE EMC Europe 2008, Hamburg, Germany, September 2008
- [C-39] A. GUIBERT, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB, C. RANNOU, "Use of inverse methods in electrochemical problems: finding corroded areas of underwater structures from close electric potential measures", OIPE 2008, 10th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism, Ilmenau, Germany, September 2008
- [C-40] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J-L. SCHANEN, "Identification robuste de sources multipolaires équivalentes par filtrage spatial du flux de fuite", NUMELEC 2008, 6^{ème} Conférence Européenne sur les Méthodes Numériques en Electromagnétisme, Liège, Belgium, December 2008
- [C-41] V. ARDON, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, E. VIALARDI, "Extraction des capacités parasites de structures d'électronique de puissance", NUMELEC 2008, 6^{ème} Conférence Européenne sur les Méthodes Numériques en Electromagnétisme, Liège, Belgium, December 2008
- [C-42] T. LE DUC, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, G. MEUNIER, "Couplage de la méthode des moments magnétiques avec la méthode PEEC pour la résolution de problèmes magnétodynamiques", NUMELEC 2008, 6^{ème} Conférence Européenne sur les Méthodes Numériques en Electromagnétisme, Liège, Belgium, December 2008
- [C-43] V. ARDON, J. AIME, O. CHADEBEC, E. CLAVEL, E. VIALARDI, "MoM and PEEC Method to Reach a Complete Equivalent Circuit of a Static Converter", EMC Zurich 2009 – The 20th International Zurich symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, Switzerland, January 2009

- [C-44] Y. VUILLERMET, G. CAUFFET, O. CHADEBEC, J.L. COULOMB, L. DEMILIER, L.L. ROUVE, "External Magnetic Anomaly Prediction of Double Hull Submarine from Internal Sensors Measurements", IEEE - ICONIC 2009, 4th International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging, Taipei, Taiwan, June 2009
- [C-45] LE DUC T., CHADEBEC O., GUICHON J.-M., MEUNIER G., "Introduction of Linear and non Conductive Materials in PEEC Method Using a Coupling with a Integral Volume Equation", EMF 2009- 8th International Symposium on Electric and Magnetic Fields, Mondovi, Italy, June 2009
- [C-46] V. ARDON, J. AIME, E. CLAVEL, O. CHADEBEC, J.-M. GUICHON, P. LABIE, "EMC analysis of static converters by the extraction of a complete equivalent circuit via a dedicated PEEC method", EMF 2009- 8th International Symposium on Electric and Magnetic Fields, Mondovi, Italy, June 2009
- [C-47] A. GUIBERT, J.-L. COULOMB, O. CHADEBEC, C. RANNOU, R. NOGUEIRA, "Corrosion diagnosis and elf prediction from electrical measurements", Marelec 2009, Stokholm, Sweden, July 2009
- [C-48] H. HENOCQ, F. PONCHEL, O. CHADEBEC, J.-L. COULOMB, "Capacity of an electromagnetic gantry to protect an underwater access against intruder", Marelec 2009, Stokholm, Sweden, July 2009
- [C-49] A. GUIBERT, J.-L. COULOMB, O. CHADEBEC, C. RANNOU, R. NOGUEIRA, "Corrosion diagnosis from electrical measurements", EUROCORR 2009 - The European Corrosion Congress, September 2009, Nice, France
- [C-50] A. GUIBERT, J.-L. COULOMB, O. CHADEBEC, C. RANNOU, "Corrosion diagnosis of a 1/40th frigate mock-up from real electrical measurements", COMPUMAG 2009, 17th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Florianopolis, Brazil, November 2009
- [C-51] T.LE DUC, O.CHADEBEC, J.-M.GUICHON, G.MEUNIER, Y.LEMBEYE, "Numerical experimentations on the coupling between PEEC and volume integral method", COMPUMAG 2009, 17th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Florianopolis, Brazil, November 2009
- [C-52] Y. VUILLERMET, O. CHADEBEC, J.L. COULOMB, L. DEMILIER, L.L. ROUVE, G. CAUFFET, "Shell's magnetization identification from very close magnetic measurements", COMPUMAG 2009, 17th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Florianopolis, Brazil, November 2009
- [C-53] V. ARDON, O. CHADEBEC, E. CLAVEL, J.M. GUICHON, P. LABIE, O. SOSNICKI, E. VIALARDI, "Modélisation d'un capteur à courant de Foucault via un couplage de méthodes intégrales adaptées", CEM 2010, 15^{ème} Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Limoges, France, April 2010
- [C-54] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J. - L. SCHANEN, K. BERGER, R. PERRUSSEL, L. KRAHENBÜHL, C. VOLLAIRE, "Capteurs de composantes multipolaires pour une caractérisation en champ proche : premiers résultats expérimentaux", CEM 2010, 15^{ème} Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Limoges, France, April 2010
- [C-55] A.VIANA, L.-L. ROUVE, O. CHADEBEC, G. CAUFFET, J.-L. COULOMB, "Magnetization Changes In a Ferromagnetic Thin Shell Structure Undergoing Increasing Mechanical Stresses in a Low Magnetic Field", CEFC 2010, 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Chicago, USA, May 2010
- [C-56] A. GUIBERT, J.-L. COULOMB, O. CHADEBEC, C. RANNOU, "A Post-processing Integral Formulation for the Computation of Magnetic Field in Conductors", CEFC 2010, 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Chicago, USA, May 2010
- [C-57] T.-S. NGUYEN, J.-M. GUICHON, O. CHADEBEC, P. LABIE, J.-L. COULOMB, "Ships Magnetic Anomaly Computation with Integral Equation and Fast Multipole Method", CEFC 2010, 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Chicago, USA, May 2010

- [C-58] E. VIALARDI, E. CLAVEL, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, M. LIONET, “Electromagnetic Simulation of Power Modules via Adapted Modelling Tools”, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, Ohrid, Macedonia; September 2010.
- [C-59] V. ARDON, O. CHADEBEC, E. CLAVEL, J.M. GUICHON, P. LABIE, O. SOSNICKI, E. VIALARDI, “Modélisation d’un capteur à courant de Foucault via un couplage de méthodes intégrales adaptées”, CEM 2010, 15^{ème} Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Limoges, France, April 2010
- [C-60] B. VINCENT, O. CHADEBEC, J. - L. SCHANEN, K. BERGER, R. PERRUSSEL, L. KRAHENBÜHL, C. VOLLAIRE, “Capteurs de composantes multipolaires pour une caractérisation en champ proche : premiers résultats expérimentaux”, CEM 2010, 15^{ème} Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Limoges, France, April 2010
- [C-61] S.ZANGUI, K.BERGER, B.VINCENT, E.CLAVEL, R.PERRUSSEL, C.VOLLAIRE, O. CHADEBEC, “Near-field coupling between EMC filter components”, CEFC 2010, 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Chicago, USA, May 2010
- [C-62] E. VIALARDI, E. CLAVEL, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, M. LIONET, “Electromagnetic Simulation of Power Modules via Adapted Modelling Tools”, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, Ohrid, Macedonia; September 2010.
- [C-63] A. GUIBERT, J-L. COULOMB, O. CHADEBEC, C. RANNOU, “Inversion improvement of a corrosion diagnosis thanks to an inequality constraint”, OIPE 2010, 11th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism, Sofia, Bulgaria, September 2010.
- [C-64] M. LE-NY, O. CHADEBEC, G. CAUFFET, J. DEDULLE, AND Y. BULTEL, “A Three Dimensional Electrical Model of SOFC Stack”, 219th ElectroChemical Society Meeting, Montreal, Canada, May 2011.
- [C-65] T. LE-DUC, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, G. MEUNIER, “New coupling between pcec methods and an integro-differential approach for modelling solid conductors in the presence of magnetic-conductive thin plates”, CEM 2011, Eighth International Conference on Computation in Electromagnetics, Wroclaw, Poland, April 2011.
- [C-66] T-S. NGUYEN, J-M. GUICHON, O. CHADEBEC, G. MEUNIER, “Inner-outer preconditioning strategy for 3d inductance extraction coupling with fast multipole method””, CEM 2011, Eighth International Conference on Computation in Electromagnetics, Wroclaw, Poland, April 2011.
- [C-67] D. CAVALLERA, J-L.COULOMB, O.CHADEBEC, B.CAILLAULT, F-X.ZGAINSKI, A.AYROULET, “Identification of model parameters to represent Transient Switching Lines”, IPST 2011, International Conference on Power Systems Transients, Delft, The Netherlands, June 2011
- [C-68] T. LE-DUC, G. MEUNIER, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, “An Integral Formulation for Eddy Currents Computation in Thin Conductive Shells”, 18th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sydney, July 2011.
- [C-69] V. ARDON, O. CHADEBEC, J-M. GUICHON, P. LABIE, Y. LE FLOCH, R. FRANCHINO, “Two Parallelized FMM and Dedicated PEEC Method to Model Industrial Power Interconnections – Application to Boost Choppers”, 18th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sydney, July 2011.
- [C-70] T-S. NGUYEN, J-M. GUICHON, O. CHADEBEC, G. MEUNIER, B. VINCENT, “An independent loops search algorithm for solving inductive PEEC large problems”, 18th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sydney, July 2011.
- [C-71] C. RUBECK, O. CHADEBEC, B. DELINCHANT, J-P. YONNET, J-L. COULOMB, “JCuda vectorized and parallelized computation strategy for solving integral equations in electromagnetism on a standard personal computer”, 18th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sydney, July 2011.

- [C-72] A. GUIBERT, L. LEBENSZTAJN, O. CHADEBEC, J.-L. COULOMB, "Optimization of electrostatic devices thanks to an hybrid BEM/FMM method", 18th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sydney, July 2011.
- [C-73] L. MOKHTARI, B. DELINCHANT, J.-L. COULOMB, T. LE DUC, O. CHADEBEC, J.-M. GUICHON, G. MEUNIER, "Software Coupling and Orchestration Tool to the Modeling of Multiphysics Problems", 18th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sydney, July 2011.
- [C-74] D.CAVALLERA, J.-L.COULOMB, O.CHADEBEC, B.CAILLAULT, F.-X.ZGAINSKI, "A simple model to explain the leakage flux measured around an off line transformer", 18th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Sydney, July 2011.

4) Brevets

- [B-01]** Inventeurs : O. CHADEBEC, J-L COULOMB
“[Method for determining magnetisation and the field radiated by a ferromagnetic plate](#)”
Déposants : Délégation Générale à l’Armement (DGA) / Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG)
Année : 2001
Numéros de publication : France FR2825803, Europe EP1395843, Etats-Unis US7171342, Monde WO02101405
- [B-02]** Inventeurs : A MSAED, J. DELAMARE, O. CHADEBEC, P. LE THIEC, R. CUCHET, A. WALTHER
“[Capteurs de courant et procédé de fabrication de ces capteurs](#)”
Déposants : CEA / Grenoble INP / CNRS
Année : 2009
Numéros de publication : FR09 51371
- [B-03]** Inventeurs : L. DEMILIER, Y. VUILLERMET, O. CHADEBEC, J-L COULOMB, L-L. ROUVE, G. CAUFFET
“Procédé amélioré de détermination de l’aimantation de la coque d’un navire et dispositif associé”
Déposants : DCNS
Année : 2010
Demande de dépôt du 11/01/2010 – No d’enregistrement FR 10 50138
- [B-04]** Inventeurs : B. CAILLAUT, F. ZGAINSKI, D. CAVALERA, O. CHADEBEC, J-L. COULOMB
“Procédé et système de contrôle de l’instant de mise sous tension d’un dispositif comprenant un circuit magnétique”
Déposant : EDF / Grenoble INP / CNRS
Année : 2011
Demande de dépôt du 16/05/2011 – No d’enregistrement FR 11 54212

C - Encadrements

1) Thèses de doctorat

a) Thèses soutenues

- T-2006-01 [« Formulation 3D transitoires pour les fréquences intermédiaires »](#)
Anh Tuan PHUNG
Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Soutenue le 28 septembre 2006 à Grenoble
- T-2007-02 [« Diagnostic de défauts des systèmes électromécaniques par mesure du champ magnétique rayonné »](#)
Viet Phung BUI
Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Soutenue le 4 octobre 2007 à Grenoble
- T-2008-03 [« Simulation tridimensionnelle des convertisseurs électromécaniques »](#)
Dimitrios LADAS
Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Soutenue le 9 mai 2008 à Grenoble
- T-2008-04 [« Immunisation en boucle fermée – Application au sous-marins double coque – Identification de l'aimantation à partir de mesures du champ proche »](#)
Yannick VUILLERMET
Thèse de Grenoble-INP, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Soutenue le 18 décembre 2008
- T-2009-05 [« Microcapteur distribués pour identification de courants »](#)
Aline MSAED
Thèse de l'Institut Grenoble-INP, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Bourse de thèse EGIDE / Pôle de compétitivité MINALOGIC
Soutenue le 29 septembre 2009
- T-2009-06 [« Développement de modèles inverses de signatures électromagnétiques sous marines basses fréquence des navires »](#)
Arnaud GUIBERT
Thèse de Grenoble-INP, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Soutenue le 11 septembre 2009
- T-2009-07 [« Modèles de CEM rayonnée pour les convertisseur en électronique de puissance – Approche expérimentale »](#)
Benjamin VINCENT
Thèse de Grenoble-INP, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Soutenue le 4 décembre 2009
- T-2010-08 [« Modélisation des interconnexions de puissance des systèmes électriques complexes – Prise en compte des effets capacitifs dans la méthode PEEC »](#)
Vincent ARDON
Thèse de l'université Joseph Fourier, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Soutenue le 21 juin 2010
- T-2011-09 «Développement de méthodes intégrales de volume en électromagnétisme basse fréquence. Prise en compte des matériaux magnétiques et des régions minces conductrices dans la méthode PEEC»
Tung LE DUC
Thèse de l'Université de Grenoble, Ecole doctorale EEATS, Spécialité Génie Electrique
Soutenue le 28 septembre 2011
- T-2011-10 «Contribution au renvoi de tension et à la reconstitution de réseau. Identification des paramètres d'un réseau. Estimation des flux rémanents dans un transformateur»

b) Thèses en cours

- T-2012-11 « Réduction de modèles issus de la méthode PEEC pour la modélisation des réseaux de bord en aéronautique »
Trung Son NGUYEN
Débutée en octobre 2009
- T-2012-12 « Calculs analytiques et numériques hautes performances d'intégrale pour l'électromagnétisme basse et moyenne fréquence »
Christophe RUBECK
Débutée en octobre 2009
- T-2012-13 « Diagnostic de piles à combustible à l'aide de mesures du champ magnétique »
Mathieu LE NY
Débutée en octobre 2009
- T-2012-14 « Modélisation multiphysique de micro systèmes hybrides »
Anthony CARPENTIER
Débutée en octobre 2010
- T-2012-15 « Modélisation et identification de sources électromagnétique perturbatrices rayonnées dans les véhicules électriques »
Olivier PINAUD
Débutée en octobre 2011
- T-2012-16 « Introduction des régions conductrices minces et volumiques dans la méthode PEEC inductive »
Thanh Trung NGUYEN
Débutée en octobre 2011

2) Masters Recherche

- MR-2006-01 « Couplage d'un modèle d'arc électrique avec la méthode des éléments finis pour le dimensionnement des cellules de coupure à technologie vide »
Julien FONTCHASTAGNER
INP Toulouse / INSA Toulouse, 2003
- MR-2006-02 « Diagnostic de défauts sur les transformateurs électriques par mesure du champ magnétique rayonné »
Leha HOANG
Grenoble INP, 2004
- MR-2006-03 « Modélisation du comportement électrique de condensateur basse tension »
Richard DEMERSSEMAN
Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004
- MR-2006-04 « Modélisation et estimation des efforts de répulsion dans les disjoncteurs basse tension »
Daniel NEHMERT
Grenoble INP, 2005
- MR-2006-05 « Amélioration d'un logiciel de simulation par la méthode des moments magnétiques - Application à l'optimisation d'un contacteur »
Youssef LALAOUI, 2005
Grenoble INP, 2005
- MR-2006-06 « Caractérisation électrique de piles à combustible par mesure du champ magnétique rayonné »
Olivier BOURGEOIS
Grenoble INP, 2006

- MR-2007-07 «Contribution au développement d'un logiciel de modélisation dédié à la conception de MicroSystèmes magnétiques»
Vincent ARDON
Grenoble INP, 2007
- MR-2008-08 «Diagnostic des défauts rotoriques des alternateurs fortes puissance »
Yvan LLORET
Grenoble INP, 2008
- MR-2008-09 « Couplage de la méthode PEEC avec la méthode des moments magnétiques »
Tung LE DUC
Grenoble INP, 2008
- MR-2009-10 « Couplage de la méthode des moments magnétiques avec une méthode multipolaire rapide »
Trung Son NGUYEN
Grenoble INP, 2009
- MR-2010-11 « Modélisation d'un actionneur sans courant à effet magnéto-électrique »
Amin FRIKA
Grenoble INP, 2010

D - Contrats et valorisation

1) Financement par des partenaires de droit privé

- « Couplage d'un modèle d'arc électrique avec la méthode des éléments finis pour le dimensionnement des cellules de coupure à technologie vide », contrat de collaboration avec la société Schneider Electric associé au master de Julien Fontchastagner, 2003
- « Modélisation thermique et optimisation de condensateurs basse tension », contrat de collaboration avec la société Rectiphase associé au stage-ingénieur de Yannick Vuillermet, 2005
- « Simulation tridimensionnelle des convertisseurs électromécaniques », contrat de collaboration avec la société Schneider Electric associé à la thèse cifre de Dimitrios Ladas, 2004-2007
- « Diagnostic d'alternateurs forte puissance », contrat de collaboration avec la société EDF associé au master de d'Yvan Lloret, 2007
- « Modèle de signatures électromagnétiques basses fréquence de navires », contrat CCTP avec la DGA associé à la thèse d'Arnaud Guibert, 2007
- « Contribution au développement d'un logiciel de modélisation dédié à la conception de microsystèmes magnétiques », contrat de collaboration avec la société Schneider Electric associé au master de Vincent Ardon (encadrement et vente de licences), 2007
- « Identification par modèles inverses des défauts de revêtements par peinture des carènes de navires »
- Contrat CCTP avec la DGA associé à la thèse d'Arnaud Guibert, 2008
- « Immunisation en boucle fermée – Application au sous-marin », contrat de collaboration avec la société DCNS associé à la thèse cifre de Yannick Vuillermet, 2006-2008
- « Introduction de modèles capacitifs dans la méthode PEEC », contrat de collaboration avec la société Cedrat associé à la thèse cifre de Vincent Ardon, 2007-2010
- « Dimensionnement d'un portail électromagnétique », contrat CCTP avec la DGA associé au post-doctorat de Freddy Ponchel, 2008
- « Validation d'études de surtensions par comparaison essais/simulations. Applications à la reconstitution du réseau et au renvoi de tension », contrat de collaboration avec la société **EDF** associé à la thèse cifre de Didier Cavallera, 2008-2011

2) Financements publics

- Projet Micoti / SmartElectricity, pôle de compétitivité Minalogic, « Microcapteurs distribués pour identification de courants » partenaires : CEA/LETI, Schneider Electric, Arcelor-Mittal, 2006-2009
- Projet Playa , ANR RNTL (Réseau National de recherche et d'innovation en Technologies Logicielles), « Promouvoir la simulation courant de Foucault », partenaires : L2EP, CEA, Electricité de France, 2005-2008
- Projet PepsCEM / O2M, pôle de compétitivité System@tic et mov'eo, « Plate-forme logiciel pour la modélisation en électronique et Electronique de Puissance et des Systèmes complexes électroniques en prenant en compte les aspects de la Compatibilité Electro – Magnétique conduite et rayonnée » partenaires : Irseem, Ampere, Satie, Valeo, EADS, Renault, Thales, Hispano-Suiza, Stie, Schneider Electric, Cedrat, 2008-2011
- Projet Preface, pôle de compétitivité Aese, Astech et Pegase, « PROjet d'Etude Foudre sur Avion Composite plus Electrique », partenaires : Onera, Supelec, LPCE, LCC, Laplace, CIRIMAT, Hispano-Suiza, Aircelle, Labinal, Messier-Bugatti, Dassault Aviation, Eurocopter, Areva T&D, EADS, Cedrat, 2008-2011
- Projet Omniscient, ANR H-PAC (Hydrogène et piles à combustibles), « Outils de maintenance conditionnelle Non Invasifs pour Système pile à Combustible Industriel en ENvironnement Transport et Stationnaire », partenaires : LEPMI, CEA-Liten, PSA, Axane, 2010-2013
- Projet E-CEM, ANR VTT (Véhicules transport terrestre) ; « Compatibilité ElectroMagnétique des systèmes d'Energie », partenaires : Ampère, Satie, Iresseem, Cedrat, Renault, Valeo.

E - Divers

Prix et Distinctions

- Titulaire de la « Prime d'Excellence Scientifique » du CNRS depuis janvier 2011.
- Prix de thèse 2001 de l'Institut Polytechnique de Grenoble.
- Prix de thèse 2002 de la Délégation Générale de l'armement décerné par le ministre de la Défense et le ministre délégué à l'Enseignement supérieur et à la Recherche.
- “Highly commended award 2005” de la revue COMPEL (The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical Engineering) pour “*Magnetization Identification Problem - Illustration of an Effective Approach*”.
- “Best poster award” of CEFC 2004 (11th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation) pour “*Automatic Cuts for Magnetic Scalar Potential Formulation*”.
- “Best paper award 2009” of IEEE-ICONIC conference (4th International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging) pour “*External Magnetic Anomaly Prediction of Double Hull Submarine from Internal Sensors Measurements*”

Animation scientifique

- Organisation de Optimisation and Inverse Problem in Electromagnetism (OIPE'2004) à Grenoble du 6 au 8 septembre 2004
- Organisation de Electrotechnique du futur (EF'2005) à Grenoble du 14 au 15 septembre 2005
- Organisation de Electric and Magnetic Field symposium (EMF'2006) à Aussois du 19 au 22 juin 2006

Responsabilités administratives et collectives

- Membre élu du conseil de laboratoire du G2ELAB (depuis janvier 2007)
- Membre nommé en tant que personne extérieure de la CSE 61-63^{ème} section de l'Université Joseph Fourier de Grenoble (2007)
- Membre élu du Conseil Scientifique de Grenoble-INP (depuis novembre 2007)

Annexes

Recent Improvements for Solving Inverse Magnetostatic Problem Applied to Thin Shells

Olivier Chadebec, Jean-Louis Coulomb, Jean-Paul Bongiraud, Gilles Cauffet, and Philippe Le Thiec

Abstract—In this paper, we propose a new approach to solve the magnetostatic inverse problem. The goal of the work is, from measurements of the magnetic field in the air, to rebuild a model for the magnetization of a ferromagnetic shell structure. It's then possible to calculate the field where sensors cannot be placed. This problem is usually ill posed or rank-deficient, it's then necessary to use mathematical regularizations. These techniques are based upon the injection of knowledge about the mathematical behavior of the solution. We preferred to add physical information. This solution allows us to get a faithful solution and to reduce significantly the number of sensors. Moreover, our method has been tested on a mock-up with real measurements and led to very promising results.

Index Terms—Inverse problem, magnetization identification, magnetostatic, moments method, thin shell.

I. INTRODUCTION

MORE AND MORE applications nowadays deal with inverse problems. In this paper, we are interested by the inverse magnetostatic problem. A ferromagnetic shell with an unknown magnetization, placed in an external inductor field is considered. The total magnetization of the sheet can be divided in two parts: 1) an induced one, due to the reversible reaction of the material to the inductor field and 2) a remanent one due to the magnetic history of the material (which depends on hysteresis, mechanical, and thermal constraints).

The calculus of the induced magnetization is now well-known [1], [2]. In a first step, we propose a new formulation to calculate this magnetization.

However, the remanent one is impossible to evaluate with a deterministic calculus, because, generally, we have no access to the magnetic past of the material. Moreover, even if we had such a knowledge, existing models would be too complex to apply to three-dimensional (3-D) geometries. It's then necessary to use magnetic measurements to determine the total magnetization of the shell. The main goal of this work is to solve an inverse problem (i.e., determination of the sources by knowing the effect) with magnetic sensors placed in the air region. The relation between the distribution of the magnetization and the measurements leads to a linear system, but its resolution is not trivial and the main difficulty comes from the lack of unicity of

the solution. Usually, to overcome this difficulty, regularization techniques are used. However, we will see that these approaches are very difficult to apply to 3-D thin shells geometries.

Then, we propose a new method which avoids using classical regularization, injecting physical knowledge about the magnetic behavior of the sources. By changing the magnetic material law used for the calculus of the induced magnetization, it is possible to take into account the remanent one. We obtain then a linear system valid inside the shell. This system is then associated with the linear system associated to the measurement, and the global resolution gives a unique solution. This better knowledge of the behavior of the material allows then to use less sensors. Once the total magnetization is determined, it is easy to calculate the field everywhere in the air region, in particular, where sensors cannot be placed.

In this paper, we are especially interested in the magnetic anomaly created by ferromagnetic ships. Our approach will make it possible to predict the offboard magnetic anomaly created by such ships with onboard measurements.

II. CALCULUS OF THE INDUCED MAGNETIZATION

A. An Equation for the Material

In this section, we are interested in the calculus of induced magnetization \mathbf{M}^{ind} , knowing the external field \mathbf{H}_0 , the geometry and the reversible permeability μ of the material. This kind of calculus is a typical direct problem (determination of the effect by knowing sources) and is well known. However, we propose a new formulation more adapted to solve the inverse problem.

Consider a ferromagnetic shell placed in a static external inductor field \mathbf{H}_0 (earth magnetic field or field created by coils). The induced magnetization of the shell creates a local perturbation of the field, which can be expressed in terms of reduced field \mathbf{H}_{red}

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 + \mathbf{H}_{\text{red}}. \quad (1)$$

An equation representative of a reversible variation of the induced magnetization in low field is

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} \quad (2)$$

where μ is the constant reversible permeability of the material. It must be pointed out that this material law only takes into account reversible variation of magnetization with respect to a remanent magnetization equal to zero. Now consider the following general equation:

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}^{\text{ind}}). \quad (3)$$

Manuscript received July 5, 2001; revised October 25, 2001. This work is supported by the French Navy (DGA-GESMA).

O. Chadebec, J.-P. Bongiraud, G. Cauffet, and P. Le Thiec are with the Laboratoire du Magnétisme du Navire, ENSIEG, Saint Martin d'Hères 38402, France (e-mail: chadebec@leg.ensieg.inpg.fr).

J.-L. Coulomb is with the Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, INPG/UJF CNRS UMR 5529, ENSIEG, St. Martin d'Hères 38402, France (e-mail: coulomb@leg.ensieg.inpg.fr).

Publisher Item Identifier S 0018-9464(02)02443-3.

By combining (1)–(3), we obtain a local internal equation for the sheet

$$\mathbf{M}^{\text{ind}} = (\mu_r - 1)(\mathbf{H}_{\text{red}} + \mathbf{H}_0) \quad (4)$$

where μ_r is the relative reversible permeability and \mathbf{H}_{red} is the field at one point of the shell and is created by the magnetization of all the sheet.

B. Reduction of the Singularity

The relation between \mathbf{H}_{red} in the air region and \mathbf{M}^{ind} is then given by [3]

$$\mathbf{H}_{\text{red}} = \frac{1}{4\pi} \iiint_V \frac{(3(\mathbf{M}^{\text{ind}} \cdot \mathbf{r})\mathbf{r} - r^2\mathbf{M}^{\text{ind}})}{r^5} dV \quad (5)$$

where \mathbf{r} is the vector between a point of the shell and the integration point of the shell.

If the thickness e of the sheet is small and relative permeability μ_r high, we assume that this magnetization is tangential to S , the median surface [1]. The shell is meshed into N elements with a uniform magnetization affected on each of them. By combining (4) and (5) and applying a collocation method at the barycenter of element j , we obtain

$$\mathbf{M}_j^{\text{ind}} = (\mu_r - 1) \left(\mathbf{H}_0 + \frac{e}{4\pi} \sum_i^N \iint_{S_i} \frac{(3(\mathbf{M}_i^{\text{ind}} \cdot \mathbf{r})\mathbf{r} - r^2\mathbf{M}_i^{\text{ind}})}{r^5} dS_i \right). \quad (6)$$

Equation (6) presents the drawback to be singular for $i = j$ with an order of $1/r^3$. To reduce this singularity, we are going to apply a classical result on each element. Considering a volume V with a uniform magnetization, we have

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{red}} &= \frac{1}{4\pi} \iiint_V \frac{(3(\mathbf{M} \cdot \mathbf{r})\mathbf{r} - r^2\mathbf{M})}{r^5} dV \\ &= -\frac{1}{4\pi} \iint_S \mathbf{M} \cdot \mathbf{n} \frac{\mathbf{r}}{r^3} dS \end{aligned} \quad (7)$$

where \mathbf{n} is the external normal to V . By applying (4) on each element S_i and by reducing it to a shell element, we obtain a new expression for (6)

$$\mathbf{M}_j^{\text{ind}} = (\mu_r - 1) \left(\mathbf{H}_0 - \frac{e}{4\pi} \sum_i^N \int_{L_i} \mathbf{M}_i^{\text{ind}} \cdot \mathbf{n}_i \frac{\mathbf{r}}{r^3} dL_i \right) \quad (8)$$

where \mathbf{n}_i is an external normal to the thickness of element S_i .

Equation (8) does not present any singularity because the collocation point is at the barycenter of the element and the integration points are located on edges of the mesh.

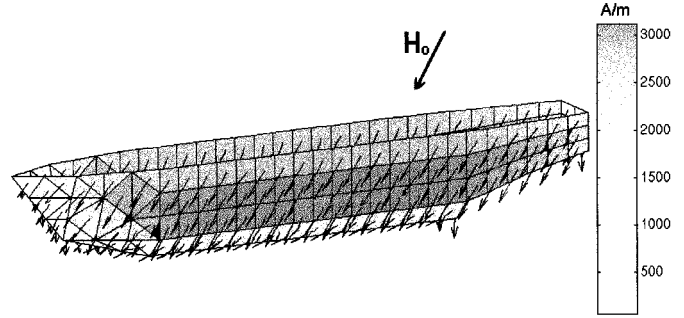


Fig. 1. Example of induced magnetization created by an external field of 46 000 nT on a mock-up of a ship (4.60 m long, $\mu_r = 96$, $e = 1.4$ mm).

C. Resolution of the System

By writing (8) on each element, we obtain a full square system of $2 \times N$ equations (two components of the magnetization per element)

$$[\mathbf{C} + \mathbf{I}_d][\mathbf{M}^{\text{ind}}] = [\mathbf{d}] \quad (9)$$

where \mathbf{I}_d is the identity matrix and \mathbf{d} depends on the inductor field and on the relative reversible permeability. This system has a good condition number and can be inverted with classical approach (single value decomposition, for example). This resolution leads to induced magnetization (see Fig. 1).

It is then easy to calculate the induction everywhere in the air region with the following equation:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \left(\mathbf{H}_0 - \frac{e}{4\pi} \sum_i^N \int_{L_i} \mathbf{M}_i^{\text{ind}} \cdot \mathbf{n}_i \frac{\mathbf{r}}{r^3} dL_i \right).$$

The induction is calculated with an order of $1/r^2$, which leads to a better accuracy of the calculated field close to the shell (where we are going to place the sensors). Moreover, integrations are now realized on line elements and the constant magnetization distribution on each element is mathematically equivalent to line charge distribution on the edges of the mesh. We will use (9) to solve the inverse problem.

III. RESOLUTION OF THE INVERSE PROBLEM

A. Classical Approach

We developed a new formulation to compute the induced magnetization of ferromagnetic shell. However, our problem is more complex. Basically, as we said, the total magnetization of the sheet is composed of a induced one \mathbf{M}^{ind} and a remanent one \mathbf{M}^{rem} . It is then necessary to use magnetic measurements to determine \mathbf{M} . Let us consider a magnetic triaxial sensor located in the air, close to the shell. The relation which links the measured field to \mathbf{M} is

$$\mathbf{B}_{\text{sensor}} = \mu_0 \left(\mathbf{H}_0 - \frac{e}{4\pi} \sum_i^N \int_{L_i} \mathbf{M}_i \cdot \mathbf{n}_i \frac{\mathbf{r}}{r^3} dL_i \right). \quad (10)$$

Placing P sensors in the air region. We can then write a system of $2 \times N$ unknowns and $3 \times P$ equations. We obtain the following system:

$$[\mathbf{A}][\mathbf{M}] = [\mathbf{b}] \quad (11)$$

where \mathbf{A} depends on sensor positions, on the mesh and where the components of \mathbf{b} are the measured reduced fields. Classically, solving the magnetostatic inverse problem consist in finding a solution for only system (11) [4].

B. Difficulties for Solving Inverse Problems

Two kinds of difficulties can be associated to inverse problems. Generally, for most part of applications, lots of measurements are taken to obtain more equations than unknowns. The system obtained is then very large (especially for 3-D geometries) and some equations are close to the contradiction (due to the inaccuracies of the measurements). The system has then a very bad condition number and the solution is divergent due to the noise of measurements. It is said ill posed. Now, if there are only few sensors, equations could not be contradictory, but the system is rank deficient (less equation than unknowns). Then, several distributions are going to fit the measurements. In both cases, the solution is not unique. To solve an inverse problem consist in selecting the good one.

Classical approach is then to use Tikhonov's regularization [5]. This method is based on the addition of a known information. It is then necessary to solve (11), plus one new mathematical system weighted by a small coefficient. Instead of finding \mathbf{M} such as

$$\mathbf{M} \text{ minimizes } \|\mathbf{AM} - \mathbf{b}\|.$$

The goal is to find \mathbf{M} such as

$$\mathbf{M} \text{ minimizes } \|\mathbf{AM} - \mathbf{b}\| + \alpha \|\mathbf{LM}\|.$$

The choice of the matrix \mathbf{L} depends on which kind of information we want to add. If \mathbf{L} equal \mathbf{I}_d (i.e., the identity matrix), the method tries to fit the distribution to the magnetic measurements by keeping a minimal norm for \mathbf{M} (0-order regularization). \mathbf{L} can also be chosen as the derivative matrix (first-order regularization), the obtained solution is then the most regular.

In a first step, we tried to use a zeroth-order regularization ($\mathbf{L} = \mathbf{I}_d$), \mathbf{L} being easy to compute. However, the approach was not satisfying. Basically, the minimal norm solution is not acceptable for the magnetization. It seemed better to use first-order regularization. However, these approaches are difficult to apply to realistic 3-D thin shell problems. The geometrical complexity of our device and our basis of vectors makes the derivative matrix \mathbf{L} very difficult to compute. Classical regularization method failed to solve the magnetostatic problem applied to thin shell.

IV. EQUATION VALID INSIDE THE SHELL

The main reproach which could be addressed to regularization method is to choose the solution by taking into account a mathematical criteria. Instead of adding a mathematical information, we tried to add our physical knowledge of the problem.

In (2), we only took into account induced magnetization. In fact, it is possible to add in a model of material both induced and remanent magnetization. The magnetic material law becomes

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} + \mathbf{B}^{\text{rem}}. \quad (12)$$

Now consider the equivalent of (3):

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}^{\text{ind}} + \mathbf{M}^{\text{rem}}). \quad (13)$$

Equation (4) is still valid, but now \mathbf{H}_{red} is created by \mathbf{M}^{ind} and \mathbf{M}^{rem} . By an equivalent calculus of the Section II, we obtain a collocation equation for each element of the mesh

$$\mathbf{M}_j^{\text{ind}} = (\mu_r - 1) \left(\mathbf{H}_0 - \frac{e}{4\pi} \sum_i^N \int_{L_i} \mathbf{M}_i^{\text{ind}} \cdot \mathbf{n}_i \frac{\mathbf{r}}{r^3} dL_i - \frac{e}{4\pi} \sum_i^N \int_{L_i} \mathbf{M}_i^{\text{rem}} \cdot \mathbf{n}_i \frac{\mathbf{r}}{r^3} dL_i \right). \quad (14)$$

By separating \mathbf{M}^{ind} and \mathbf{M}^{rem} , we obtain a new system representative of the behavior of the shell and its sources

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C} + \mathbf{I}_d & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{M}^{\text{ind}} \\ \mathbf{M}^{\text{rem}} \end{bmatrix} = [\mathbf{d}]. \quad (15)$$

System (15) is composed of $2 \times N$ equations and $4 \times N$ unknowns. It is rank deficient, so its solution is nonunique. This situation could be predicted because we have not added knowledge about the magnetic history. Then, lots of distributions of magnetization are possible. The new system minimize the global energy by taking into account the inductor field \mathbf{H}_0 and the behavior of the sources between themselves. Notice that solving (15) with a single value decomposition leads to the calculus of induced magnetization (i.e., created by \mathbf{H}_0) and force remanent magnetization to zero.

Then, it remains to solve both systems (11) and (15) in a global one to constrain system (15) by measurements. The system obtained is then

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C} + \mathbf{I}_d & \mathbf{C} \\ \mathbf{A} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{M}^{\text{ind}} \\ \mathbf{M}^{\text{rem}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Generally, the contradictory equations come from (11) and the larger (11) is, the worse the condition number is. With (16), it is then useless to use a great number of sensors, a large part of the behavior of the sources being well known. This system will have a good condition number and a simple single value decomposition leads generally to a correct solution for the magnetization. The computation of a regularization matrix \mathbf{L} is then useless and the difficulty associated to the choice of the weighted parameter α useless too [6].

V. NUMERICAL AND EXPERIMENTAL RESULTS

We are especially interested in the magnetic anomaly created by ferromagnetic ships. We have built a real mockup of a ship (4.60 meter long, $e = 1.4$ mm and $\mu_r = 96$) on which we have tested our algorithm. The external magnetic field \mathbf{H}_0 is the earth's magnetic field (46 000 nT). Thirty-two triaxial fluxgate sensors have been placed inside the ship, which is meshed into 271 elements (see Fig. 2). From measurements taken inside the hull and by using our approach, we obtain the following condition number ξ :

$$\xi = 13.02.$$

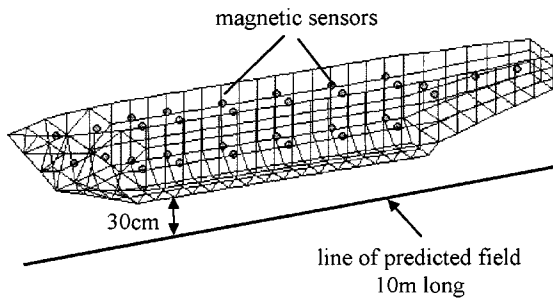


Fig. 2. Mesh of the shell, sensors location and line on which the field is predicted by inverse problem and compared to measurements.

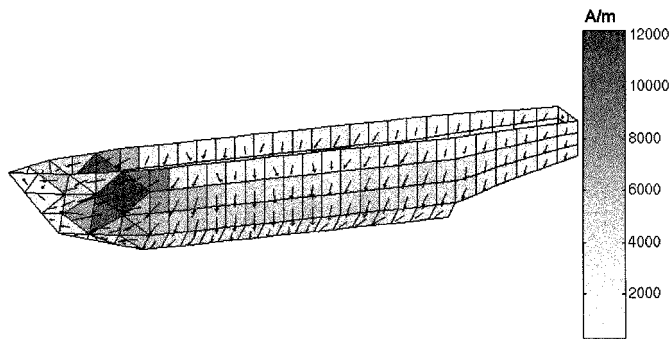


Fig. 3. Model of the magnetization determined by measurements done inside the mock-up.

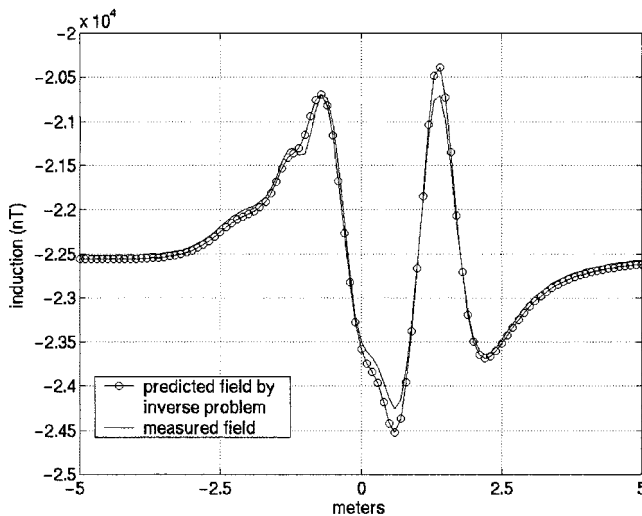


Fig. 4. Comparison of field predicted by inverse problem and measured field. Longitudinal component of the induction outside the ship (30 cm under the hull).

This condition number is good. We can solve this system by a simple single value decomposition and obtain a model of the magnetization (see Fig. 3), allowing to calculate the field outside. The field obtained is then compared to measurements taken on a longitudinal line (10 m long) located 30 cm under the hull (see Fig. 4 for the longitudinal component and Fig. 5 for the vertical component).

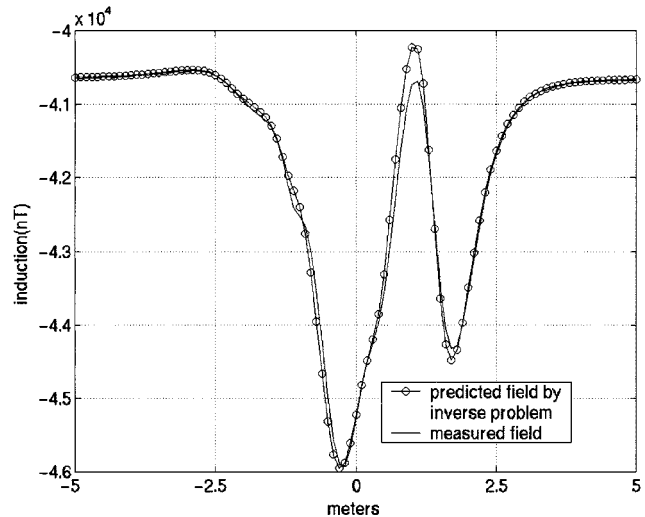


Fig. 5. Comparison of field predicted by inverse problem and measured field. Vertical component of the induction outside the ship (30 cm under the hull).

VI. CONCLUSION

We have developed a new method to solve magnetostatic inverse problem and tested it on real measurements. It presents advantages in comparison to classical regularization. First, we reduced the order of the singularity of (5), which allows to place sensors closer to the sources (i.e., the shell) and to obtain more accurate measurements. Second, by adding an internal physical system for the shell, we improved the problem analysis. Fewer measurements (so, fewer sensors) lead to a reliable solution and systems obtained have generally a good condition number. Neither regularization nor choice of weighted parameter is needed (the choice of this parameter is a real difficulty for 3-D shell devices). We think that instead of trying to solve ill-posed problem by mathematical analysis, it is better to solve a "well-posed" one. Moreover, our approach can easily be applied to volume devices and is not restricted to boundary element formulations. A future work will deal with its implementation with a finite element method in FLUX3-D software.

REFERENCES

- [1] X. Brunotte and G. Meunier, "Line element for efficient computation of the magnetic field created by thin iron plates," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, pp. 2196–2198, Sept. 1990.
- [2] L. Krahenbuhl and D. Muller, "Thin layer in electrical engineering. Example of shell models in analyzing eddy-currents by boundary and finite element methods," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, pp. 1450–1455, Mar. 1993.
- [3] O. Chadebec, J.-L. Coulomb, V. Leconte, J. P. Bongiraud, and G. Cauffet, "Modeling of static magnetic anomaly created by iron plates," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, pp. 667–671, Oct. 2000.
- [4] H. Igarashi, T. Honma, and A. Kost, "Inverse inference of magnetization distribution in cylindrical permanent magnets," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, pp. 1168–1171, July 2000.
- [5] A. N. Tikhonov and V. Y. Arsenine, *Solution of Ill-Posed Problem*. Washington, DC: Wiston/Wiley, 1977.
- [6] P. C. Hansen and D. P. O'leary, "The use of the L-curve in the regularization of discretization of discrete ill-posed problem," *SIAM, J. Sci. Comput.* 14, pp. 1487–1503, 1993.

Ships Hull Corrosion Diagnosis From Close Measurements of Electric Potential in the Water

A. Guibert^{1,2}, O. Chadebec¹, J.-L. Coulomb¹, and C. Rannou²

¹G2Elab (UMR 5269 INPG-UJF-CNRS), ENSIEG, 38402 Grenoble, France

²DGA/GESMA-Département DDBF, 29240 Brest Armees

We present here an original method to search the corroded zones of an underwater steel structure. Nowadays, after a defined navigation period, a vessel is placed in dry dock, to examine its hull state, find the damaged areas and then paint them. This step of identification, very long and relatively inefficient, could be replaced by a series of electrical measurements which would be processed to get clues about the state of the hull. Those results are obtained thanks to the study of the cathodic protection system equipped on the hull. This new method allows a great timesaving but also a precision never reached before.

Index Terms—Boundary elements method, cathodic protection, inverse problems, regularization techniques.

I. INTRODUCTION

ADVANCED techniques in electrochemistry allow the effective protection of ships hull through cathodic protection. Without that, each damaged area would form with the noble parts of the hull a galvanic couple in the seawater, leading to a natural corrosion phenomenon. This reaction consists in currents circulation from the damaged areas (anodes) to the nobles parts (propellers, etc., . . .). This would aggravate the state of the damaged areas with a loss of material. One solution, called sacrificial anodes cathodic protection, consists in placing metals on the hull with a more negative electrochemical potential than the structure we have to protect (some steel here). They become the new anodes of the system and are oxidized. The other solution is to distribute active anodes in noble metals (often made of platinum) on the hull. They are connected to a dc power source and will generate electric currents in the seawater, placing the damaged areas in their electrochemical immunity domain. This method, called impressed current cathodic protection (ICCP) creates currents lines and so an electromagnetic field in the seawater (see Fig. 1), measurable. The location and current densities of the anodes are known in this case.

Some mathematical methods exist to find a corrosion damage coefficient γ of the inner parts of pipelines [1] for example or in other inner cases, based on boundary elements methods [2]. These methods start most of the time with measurements on bounds. Our study deals with extern problems, an approach not so widespread [3], predicting electromagnetic fields in the seawater created by underwater steel structure, and an original inverse method to make a diagnosis of the corrosion they encounter. More precisely, it will be based on the second cathodic protection explained before and will stand in underwater electrical measurements and their processing to find the damaged areas.

First, a forward modeling based on a boundary element method will be presented. Then, from the knowledge of the boundary conditions obtained, a calculation of electric potential anywhere in the sea water will be tackled. Finally, an

Manuscript received October 07, 2008. Current version published February 19, 2009. Corresponding author: C. Rannou (e-mail: corinne.rannou@dga.defense.gouv.fr).

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2009.2012796

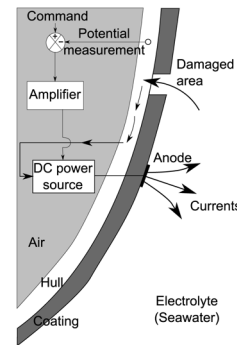


Fig. 1. Impressed current cathodic protection principle.

extrapolation of this potential calculation will be at the origin of an original inverse method. This method permits to make a diagnosis (find the unknown boundary conditions) of the hull from electric measurements in the seawater.

II. FORWARD MODELING

As said previously, the main goal here is to predict the electric potential in an infinite electrolyte (seawater) created by an underwater structure whose part of the boundary conditions are known. Remembering our aim is to later develop an inverse method, we choose to use a boundary element method (BEM). Indeed, inverting with a finite-elements method (FEM) is very difficult. Its other advantages are that we do not have to mesh the volumes and an infinite limit representation is not necessary.

A. BEM Method in Extern Problem

In the seawater, without additional charges, the electric potential verifies the Laplace equation

$$\Delta\varphi = 0. \quad (1)$$

Green's first identity gives

$$\iiint_V (u\Delta v - v\Delta u) dV = \iint_S (u(\partial v/\partial n) - v(\partial u/\partial n)) dS. \quad (2)$$

Replacing u by the electric potential φ and v by Green's function in 3-D

$$G(M, P) = 1/r_{PM} = 1/|PM|. \quad (3)$$

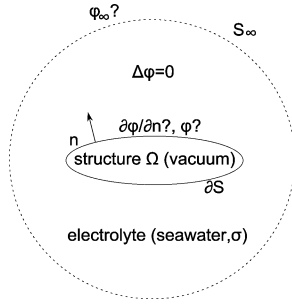


Fig. 2. Schematic representation of the boundary problem.

We obtain Green's third identity, linking the potential and its normal derivative on the whole surface

$$h(P) \cdot \varphi(P) = \iint_S \varphi(M) \cdot (\partial G(M, P) / \partial n) dS - \iint_S G(M, P) \cdot (\partial \varphi(M) / \partial n) dS \quad (4)$$

where h is the solid angle seen by the element of P . Extrapolating (4) for P on the boundaries of the problem (non singular, i.e., P on a plane boundary) and introducing a virtual potential for the infinity bound φ_∞ (see Fig. 2), we have

$$-2\pi \cdot \varphi(P) = \iint_S \varphi(M) \cdot (\partial G(M, P) / \partial n) dS - \iint_S G(M, P) \cdot (\partial \varphi(M) / \partial n) dS - 4\pi \cdot \varphi_\infty. \quad (5)$$

Equation (5) is applied on all the surfaces of the problem. By meshing the whole surface, making a point matching approach of our unknowns at each elements barycenter, we get the following system:

$$[H \quad T \quad -4\pi] \cdot \begin{bmatrix} \varphi \\ \partial \varphi / \partial n \\ \varphi_\infty \end{bmatrix} = 0 \quad (6)$$

with

$$\begin{aligned} H_{ij} &= - \iint_{\Omega_j} \frac{\partial}{\partial n_M^{(j)}} \left(\frac{1}{r_{PM}^{(ij)}} \right) dS_M^j \\ &= - \iint_{\Omega_j} \frac{\vec{n}_M^{(j)} \cdot \vec{r}_{PM}^{(ij)}}{(r_{PM}^{(ij)})^3} dS_M^j \\ T_{ij} &= \iint_{\Omega_j} \frac{1}{r_{PM}^{(ij)}} dS_M^j. \end{aligned} \quad (7)$$

The boundary conditions available are as follows.

- An anode region (non-polarizable electrode), whose current density J_A is known. $\partial \varphi_A / \partial n$ is linked to J_A by multiplying it by σ , the conductivity of the electrolyte.
- A cathode region (polarizable electrode), whose polarization law $\partial \varphi_C / \partial n = f(\varphi_C)$ is known and most of the time nonlinear.
- An insulator region, whose current density is null on it: $\partial \varphi_I / \partial n = 0$.

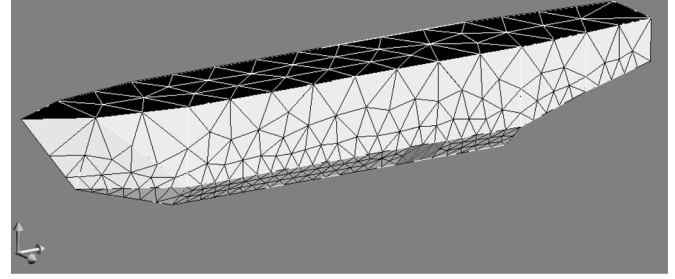
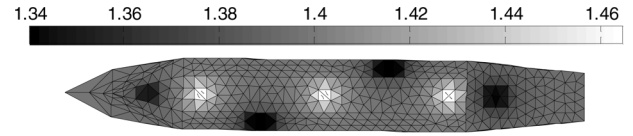


Fig. 3. Geometry meshed of an existing model.


 Fig. 4. Result obtained, $\varphi_\infty = 1.3762$ V.

The system in (6) can be written by separating known and unknown variables, adding a new line (the last one) which ensures $\text{div}(\mathbf{J}) = 0$

$$\begin{bmatrix} H_{11} + 2\pi & H_{12} & H_{13} & T_{12} & -4\pi \\ H_{21} & H_{22} + 2\pi & H_{23} & T_{22} & -4\pi \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} + 2\pi & T_{32} & -4\pi \\ 0 & 0 & 0 & A_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_C \\ \varphi_I \\ \frac{\partial \varphi_C}{\partial n} \\ \varphi_\infty \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -T_{11} \cdot \frac{\partial \varphi_A}{\partial n} - T_{13} \cdot \frac{\partial \varphi_I}{\partial n} \\ -T_{21} \cdot \frac{\partial \varphi_A}{\partial n} - T_{23} \cdot \frac{\partial \varphi_I}{\partial n} \\ -T_{31} \cdot \frac{\partial \varphi_A}{\partial n} - T_{33} \cdot \frac{\partial \varphi_I}{\partial n} \\ -A_1 \cdot \frac{\partial \varphi_A}{\partial n} - A_3 \cdot \frac{\partial \varphi_I}{\partial n} \end{bmatrix} \quad (8)$$

where A_i is the area of the element i . The conditions on the insulators ($\partial \varphi_I / \partial n = 0$) are known. So is the polarization law linking $\partial \varphi_C / \partial n$ and φ_C , so that we can send φ_C in the second member and the system becomes square. It is possible to solve it thanks to a Newton–Raphson algorithm based on the φ_C variable [5].

Assumed that we have meshed the geometry in N elements, the system (8) has $N + 1$ equations for $N + 1$ unknowns. Therefore, it can be linearly solved so that the resolution of the Newton–Raphson algorithm will be easier. The model used here is a real underwater model meshed in 1052 elements (see Fig. 3):

- 3 uniform active anodes: 6 elements;
- 4 different cathodes (damaged areas): 31 elements;
- the rest of the hull completely isolated: 1015 elements.

The result obtained with our algorithm is presented in Fig. 4, the anodes having naturally the highest potential (in white), the cathodes having the lowest ones (in black). The scale, for the whole article, is in volts.

B. Electric Potential and Field Computation

The electric potential in the electrolyte can easily be computed with (4), which amounts to make the same numerical ap-

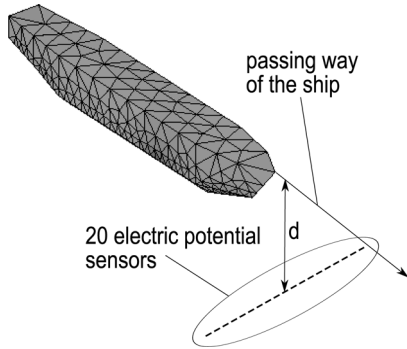


Fig. 5. Electric potential measurements principle.

proach with mesh elements (solid angle h is now equal to -4π ; potential is set null in the structure)

$$-4\pi \cdot \varphi(P) = \sum_i^N \varphi(M_i) \iint_{\Omega_j} \frac{\vec{n}_{M_i} \cdot \vec{r}_{PM_i}}{(r_{PM_i})^3} dS_{M_i} - \sum_i^N \frac{\partial \varphi(M_i)}{\partial n_i} \iint_{\Omega_j} \frac{1}{r_{PM_i}} dS_{M_i} - 4\pi \cdot \varphi_\infty. \quad (9)$$

The infinite potential is not necessary here: indeed it is a virtual offset (1.3762 V in Fig. 4), so that we can remove its term: the results obtained will be centered on zero.

III. DIAGNOSIS: USE OF AN INVERSE METHOD

A. Principle

Contrary to the previous part, we want here to get the boundary conditions through a series of electric measurements, with only one type of data from the hull which are the current densities $\partial\varphi_A/\partial n$ delivered by the anodes. In this paragraph, we will keep the same model example from the previous part, with 1052 elements, so that we have 2098 unknowns, noted X . The measurements vector will then be noted B and an influence matrix A will be built so that we can write the equation

$$A \cdot X = B. \quad (10)$$

We decide to base our inverse method on electric potential measurements: indeed the electric field decreases faster in an electrolyte than the electric potential, so with potentials, the significant measurements space is bigger. Such measurements could be made by passing a ship above a perpendicular potential sensor line, as in Fig. 5.

First, the forward modeling is used to create the virtual measurements explained on Fig. 5 on a grid. Some random noise is added with maximum value equal to 5% of the maximum potential calculated. The following figure presents a potential computation from the 20 sensors shown in Fig. 5 with 70 measurement abscissas on the passing way of the ship at a 0.855 meter deep d which gives a B vector with 1400 components (see Fig. 6).

The influence matrix A contains the interactions between each mesh element and the measurements location points. It will be built with (9). With our example we have an A matrix with 1400 rows and 2098 columns which places us in an under-determined case. Solving the normal equation aims to

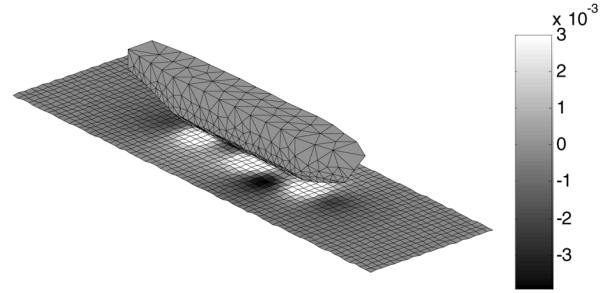


Fig. 6. Result of electric potential measurements.

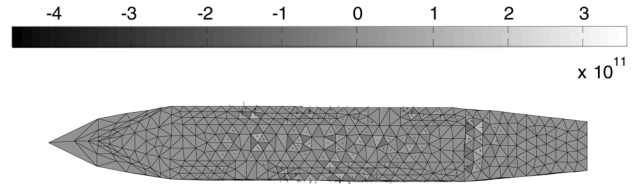


Fig. 7. Boundary conditions obtained on the hull with a direct inversion.

find X that minimizes the residual norm $\|A \cdot X - B\|$. This amounts to solve $A^t \cdot A \cdot x = A^t \cdot B$. The main problem is that A is most of the time very bad conditioned. Indeed, the different number of columns and rows implies a bad condition number. And more specifically the two different unknowns' types (potentials and their normal derivatives) lead to values in A with different scales. Matrix A being bad conditioned, $A^t \cdot A$ will be worse conditioned, giving to catastrophic results. Here, matrix A has a huge condition number equal to $4.1279 \cdot 10^{16}$, however, we directly inverse the system (see Fig. 7).

We obtain non physic boundary conditions with maximum potential values reaching 10^{11} (The target values are shown in Fig. 4). We need to work on this system before inverting it to get a better solution.

B. Injection of Information

Having under-determined problems leads to inverting difficulties. A solution is to add information through other equations. A smart and original method here is to reinject Green's equations from (5). Those equations link each element to the others. It contributes to get physic compatibility between elements of the model. Indeed our problem is composed of 1052 elements so we can add 1052 equations to A (1052 lines). The problem becomes overdetermined (2452 equations for 2098 unknowns) and simpler to solve: the solution space is smartly reduced and we have to find the best one. Moreover, since it is simpler to solve an overdetermined problem, the number of measurements required can be reduced by a previous counting of our unknowns and the Green's equations we can inject.

C. Tikhonov Regularization

Having added Green's equations, a regularization method is necessary to choose the best solution in the space evoked before. An interesting one is the Tikhonov regularization method, which introduces a regularization matrix L and a regularization parameter λ . The expression to minimize is now $\|A \cdot X - B\| + \lambda \cdot \|L \cdot X\|$ [6].

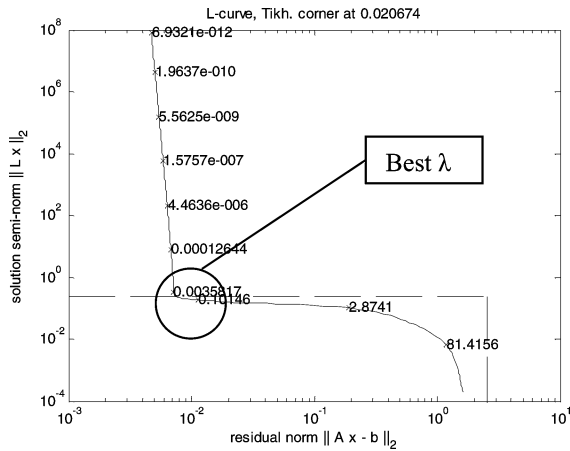


Fig. 8. Example of a L-curve with its corner.

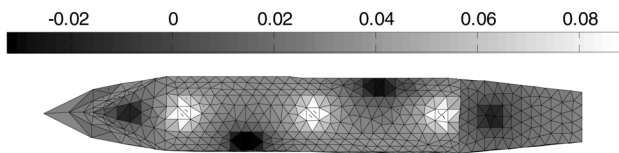


Fig. 9. Result obtained after inversion with Tikhonov regularization.

The regularization matrix L is square, has a dimension equal to the number of unknowns and represents the regularization type we impose. To get a minimum norm solution, L will be the identity matrix (order 0); an order 1 will favor a regular solution on the bounds... The addition of Green's equations giving a continuous solution, L matrix order chosen is 0. Solution norm $\|L \cdot X\|$ will be the sum of the solution values, which has to be as small as possible [7].

The regularization parameter λ is the importance given to the regularization. It defines the compromise between the residual norm $\|A \cdot X - B\|$ (precision of the solution) and the solution norm $\|L \cdot X\|$. The L-curve shown in Fig. 8, corresponding to our ship hull problem, is the graphical representation of this compromise. Its name comes from the form the curve has in many cases, meaning that the best λ (or best compromise) stands in the corner of the L-curve. It must be mentioned that this curve can have other forms, so, according to the problem data (values of the residual norm expected), λ choice has to be made smartly. In most of these cases λ choice is made empirically by testing different values and observing the results.

D. Final Result and Comparison With the Target

Remembering the target values set in Fig. 4, the system is inverted with a λ equal to 0.02, corresponding to the L-Curve corner (see Fig. 8). The result obtained is shown in Fig. 9.

The darkest zones (corroded areas) correspond to the ones in Fig. 4, the method is assumed validated. It should be noticed that this inverse method algorithm do not need a virtual infinity potential to work, which explains the different offset with Fig. 4: the result is here centered in zero.

Moreover, some other methods have been tested such as the spectrum truncation of the singular value decomposition (TSVD) or the generalized cross validation (GCV) but they give less accuracy to the solution and do not permit the choice of the regularization order (for the TSVD).

IV. CONCLUSION

We have presented here an original method to make a diagnosis of ships hull corrosion from electric measurements in the electrolyte and not on the bounds. We have seen that, through Green's equations, a few data and an appropriate series of electric potential measurements, we can get clues and even precise locations of damaged areas on the hull. Those results are obtained with efficiency and a great time saving, compared to current methods. To validate our numerical processing, a parallelepipedic bowl in PMMA (Plexiglas) has been built with a system of electric potential measurement on it. Models can be flown in it such as some painted steel with damaged areas and an appropriate cathodic protection on it. Electric potential measurements on strategic points in the bowl permit the validation of the presented algorithms, imposing current densities injected through a PC with appropriate software and an electrolyte whose salinity is controlled. These tests are in work, giving matching results and will be presented in future articles. It should be noticed that not only ships could get advantages from this method, but also pipelines, oil rigs, or any underwater steel structure.

REFERENCES

- [1] J. Cheng, M. Choulli, and X. Yang, "An iterative BEM for the inverse problem of detecting corrosion in a pipe," *Frontiers Prospects Contemporary Applied Mathematics*, vol. 6, pp. 1–17, 2006.
- [2] C. A. Brebbia, J. C. F. Telles, and L. C. Wrobel, *Boundary Elements Techniques, Theory and Applications in Engineering*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1984.
- [3] R. Adey and J. M. W. Baynham, *Predicting Corrosion Related Magnetics*. Southampton, U.K.: BEASY communication, 2000.
- [4] N. G. Zamani, J. M. Chuang, and J. F. Porter, "BEM simulation of cathodic protection systems employed in infinite electrolytes," *Int. J. for Numer. Methods Eng.*, vol. 24, pp. 605–620, 1987.
- [5] G. Dhatt, G. Touzot, and E. Lefrançois, "Méthode Des Éléments Finis," 2007, pp. 404–426.
- [6] C. Hansen, "Rank-deficient and discrete ill-posed problems, numerical aspects of linear inversion," 1998.
- [7] O. Chadebec, J. L. Coulomb, J. P. Bongiraud, G. Cauffet, and P. Le Thiec, "Recent improvements for solving inverse magnetostatic problem applied to thin hulls," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 1005–1008, Mar. 2002.

Eddy-Current Effects in Circuit Breakers During Arc Displacement Phase

O. Chadebec, G. Meunier, V. G. Mazauric, Y. Le Floch, and P. Labie

Abstract—This paper deals with the modeling of eddy currents generated by arc motion during opening phases of low voltage circuit breakers. Two kinds of modeling are tested. While the first one consists in determining eddy currents in splitter plates, the second one is devoted to the calculation of eddy currents in electrodes. All simulations are carried out with a $T - \Phi$ finite-element method formulation and no new mesh at each time step is required.

Index Terms—Circuit breakers, eddy currents, finite-element method, magnetic forces.

I. INTRODUCTION

THE goal of circuit breakers is to switch off currents in electric circuits. During this process, the contact opening ignites an electric arc which slides between two electrodes and is extinguished in splitter plates.

The force that yields the arc motion has two origins. The first one is the loop effect (the trend to increase the self-inductance of the circuit composed by the electrodes and the arc itself). The second one is due to the presence of ferromagnetic splitter plates which creates a classic reluctance variation effect and provides an arc attraction (see Fig. 1).

The calculus of the force acting on arc has led to numerous previous works [1]. In most part of them, only magnetostatic approaches are provided. However, the motion of the arc creates eddy currents in both electrodes and splitter plates. These eddy currents are expected to limit the force provided by both effects and decrease the performance of the current interruption process. In order to increase the efficiency of circuit breakers, it is then necessary to develop accurate models to calculate these eddy currents.

II. FINITE-ELEMENT METHOD (FEM) FORMULATIONS

In this paper, we are focused on electrotechnical aspects. So, we have defined a very simple model for the arc. It is considered as a line with a square section and a constant translation velocity v is affected to it. Previous works have shown that eddy currents in arc can be neglected according to its low conductivity [2]. Thus, it is possible to consider that the current density in it is uniform.

Manuscript received July 1, 2003. This work was supported by Schneider Electric and CNRS.

O. Chadebec, G. Meunier and P. Labie are with the Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, LEG, ENSIEG/INPG, 38402 Saint Martin d'Hères cedex, France (e-mail: chadebec@leg.ensieg.inpg.fr).

V. G. Mazauric is with Schneider Electric, Corporate Research Division, 38050 Grenoble cedex, France.

Y. Le Floch is with Cedrat, Zirst, 38246 Meylan, France.

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2004.824768

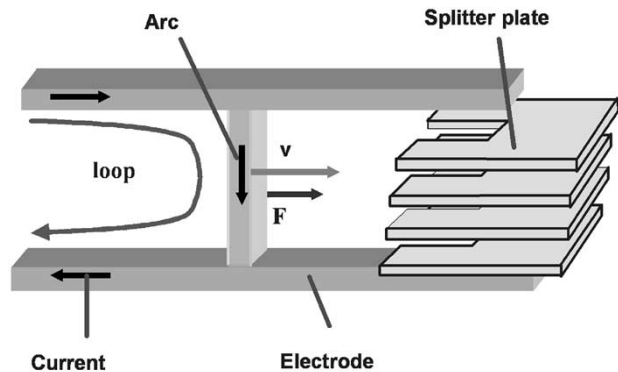


Fig. 1. Circuit breaker with electrodes, splitter plates, arc and representation of loop effect.

Two kinds of description can be used to describe moving conductors [3]. In Eulerian description, the coordinate system of the problem is fixed. The velocity term is integrated into the formulation by assuming its opposite value to the electrode. Hence, the geometry as well as the physical properties are time independent which causes the transient term to vanish. In such a description, the Maxwell equations system are reduced to

$$\text{curl}(\rho \text{curl} \mathbf{H} + \mathbf{v} \times (\mu \mathbf{H})) = 0 \quad (1)$$

$$\text{div}(\mu \mathbf{H}) = 0 \quad (2)$$

where ρ is the resistivity of the material and μ is its permeability. In the air, we only have to solve (2).

Notice that in the Eulerian approach is easy to implement and only one resolution is needed. It leads to low CPU computation times but it is limited to invariant geometries. In particular, in our application electrodes must be considered as infinite and splitter plates effects cannot be taken into account. Moreover, Eulerian description can lead to numerical instabilities for high Peclet numbers and then requires upwind elements [4].

To take into account the specific geometry of our device, it is necessary to develop a Lagrangian description, where each moving conductor has its own coordinate system. A step by step resolution is adopted and, at each time step, the arc position is shifted of a distance of $v \cdot \Delta t$. The following equations are solved by a finite difference time-stepping approach with an implicit scheme. For translation motion, we have in rigid body conducting regions

$$\text{curl}(\rho \text{curl} \mathbf{H}) = -\frac{d(\mu \mathbf{H})}{dt} \quad (3)$$

$$\text{div}(\mu \mathbf{H}) = 0 \quad (4)$$

where ρ is the resistivity of the material, μ is the permeability, and \mathbf{H} is the magnetic field. d/dt denotes the convective derivative. In the air, we only have to solve (4).

To solve (1) and (2) or (3) and (4), a $\mathbf{T} - \Phi$ formulation based on the electric vector potential \mathbf{T} and scalar magnetic potential Φ [5] with nodal approximation is used. The expression of the field and the current are then

$$\mathbf{H} = \mathbf{T} - \text{grad}\Phi \quad (5)$$

$$\mathbf{J} = \text{curl}\mathbf{T}. \quad (6)$$

This formulation has two advantages. First, it leads to one unknown per node in the air region and, second, it ensures high current density conservation in conductors that is convenient for further Lorentz force calculations.

To limit CPU times and validate our model, we have decided to separate the evaluation of eddy current in splitter plates and in electrodes. It is based under the assumption that eddy currents in one region do not influence the other one. In the third part, we are interested by the eddy-current distribution in splitter plates. This geometry being noninvariant, only a Lagrangian approach can be applied. In the fourth part, eddy-current effects in electrodes are under study. We will see that we can apply both Eulerian and Lagrangian descriptions if we consider infinite electrodes. Both approaches will be compared.

III. EDDY-CURRENT EFFECT IN SPLITTER PLATES

In this section, eddy currents in the electrodes are neglected. Only reluctance effect is then evaluated. It is then possible to take into account the effect of the source current (electrodes + arc) with a simple moving inductor. A Lagrangian description of motion is then adopted.

To restore the Ampere's law, it is convenient to reduce the potential Φ with respect to the current in the inductor. We have in the air region

$$\mathbf{H} = \mathbf{T}_{0\text{ind}} - \text{grad}\Phi \quad (7)$$

where $\mathbf{T}_{0\text{ind}}$ is the field created by the inductor and calculated by Biot and Savart's formula.

In the splitter plates region, in order to circumvent the so-called cancellation error in ferromagnetic part, Φ is reduced only with respect to eddy currents with a jump condition at the interface with the air region [6]

$$\mathbf{H} = \mathbf{T} - \text{grad}\Phi. \quad (8)$$

It remains to introduce (7) and (8) in (3) and (4). At each time step, the position of the inductor is changed and a new $\mathbf{T}_{0\text{ind}}$ is calculated. After resolution, \mathbf{T} and Φ are obtained. Eddy-current density in splitter plates is then calculated with the following expression:

$$\mathbf{J} = \text{curl}\mathbf{T}. \quad (9)$$

This formulation has been tested on a geometry composed of splitter plates. Fig. 2 shows an example of eddy-current distribution obtained for a linear ferromagnetic material.

Then, the Lorentz force acting on the arc (i.e., $\mathbf{J} \times \mathbf{B}$ integrated on the volume of the arc) can be calculated for different velocity and compared to static reluctant effect and loop effect (Fig. 3.). Let us notice that for a velocity of 80 m/s, the attractive force due to reluctant effect is divided by two. However, the loop effect remains the more dominant effect until the insertion in the splitter plates.

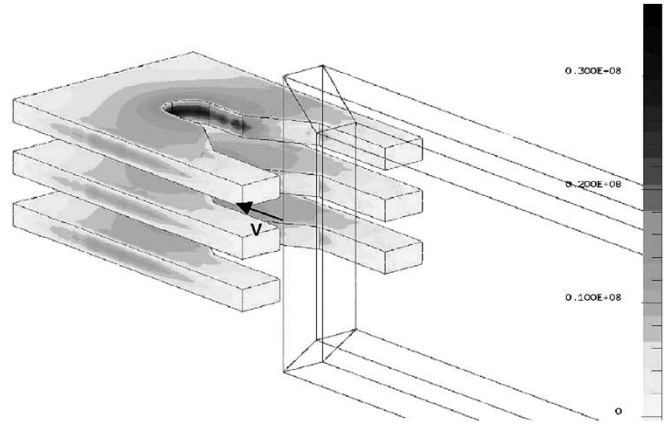


Fig. 2. Eddy-current density (A/m^2) in splitter plates when the arc enters the slots ($v = 20 \text{ m/s}$, $\rho = 1.10^{-7} \Omega\text{m}$, $\mu_r = 1000$, $I = 1000 \text{ A}$).

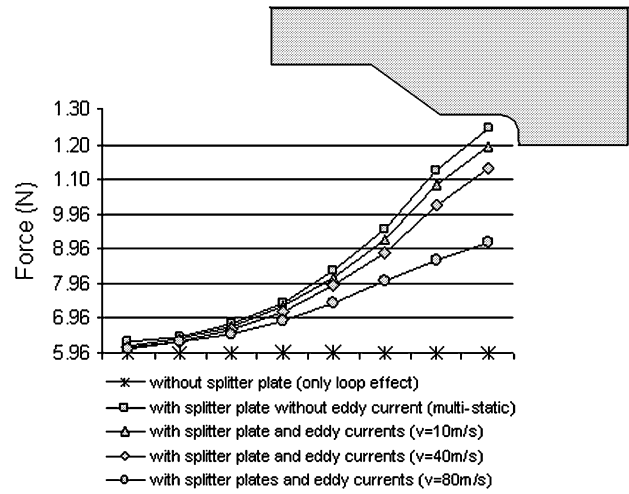


Fig. 3. Force (N) acting on arc versus arc position ($I = 1000 \text{ A}$). Comparison between loop effect without any splitter plate (analytical calculation [2]), magnetostatic force due to splitter plates and magnetostatic force combined with eddy-current effects for several velocity.

IV. EDDY-CURRENTS EFFECTS IN ELECTRODES

In this section, we are focused on eddy currents in electrodes (i.e., the loop effect). Splitters plates are then replaced by air. Like in previous section, it is necessary to restore Ampere's theorem. Two kinds of conductors generate source field: the arc and the electrodes. The arc is still without any eddy currents and an inductor model it. Its effect $\mathbf{T}_{0\text{arc}}$ is still calculated by Biot and Savart's formula. However, it is necessary to introduce another auxiliary vector potential $\mathbf{T}_{0\text{elec}}$ which is created by the two electrodes. Two approaches are possible to calculate $\mathbf{T}_{0\text{elec}}$.

The first one is to use an inductor, which crosses the electrode and carries total current [7]. $\mathbf{T}_{0\text{elec}}$ is then calculated by Biot and Savart's law. The expression of \mathbf{T}_0 is then strictly equivalent to $\mathbf{T}_{0\text{ind}}$ in previous section. The main advantage of this approach is its convenience of implementation to take into account the motion of the arc. However, this method needs a high mesh density everywhere in the conductor and is often too much memory consuming.

We preferred to use a preliminary FEM static current flow resolution. This is carried out by imposing the potential on the output and the input faces of the electrode and a Neumann

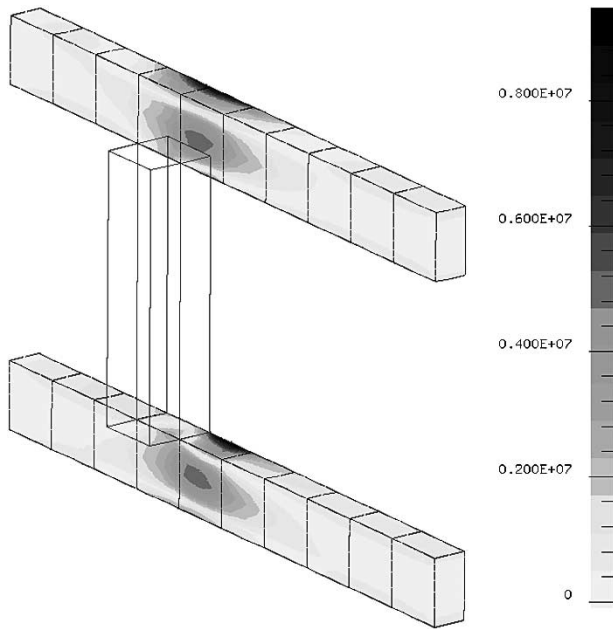


Fig. 4. Eddy-current density (A/m^2) in electrodes ($v = 20$ m/s, $\rho = 2.10^{-8}$ Ωm , $\mu_r = 1$, $I = 1000$ A) with a Lagrangian description. Only half geometry is represented.

boundary condition elsewhere. We obtain in each electrode i a static current density \mathbf{J}_{0i} . \mathbf{T}_{0elec_i} is then calculated by solving a second FEM system

$$(\text{curl } \mathbf{T}_{0elec_i} - \mathbf{J}_{0i})^2 = 0. \quad (10)$$

The magnetic expression of the field in air region is

$$\mathbf{H} = \mathbf{T}_{0arc} + \sum_{i=1,2} \mathbf{T}_{0elec_i} - \text{grad } \Phi \quad (11)$$

where Φ is then reduced with respect of current sources.

In the electrodes, Φ is reduced with respect to currents sources and eddy currents

$$\mathbf{H} = \mathbf{T}_{0arc} + \sum_{i=1,2} \mathbf{T}_{0elec_i} + \mathbf{T} - \text{grad } \Phi. \quad (12)$$

After these two preliminary FEM resolutions, it remains to introduce:

- (11) and (12) in (1) and (2) (for an Eulerian description, i.e., an invariant geometry);
- (11) and (12) in (3) and (4) (for a Lagrangian description, i.e., the general case).

For the Eulerian description, two infinite electrodes are considered. This approach is simple to implement and constitutes a good validation for Lagrangian approach.

For the Lagrangian description, at each step, the arc is displaced to obtain a new \mathbf{T}_{0arc} and the boundary conditions of the static current flow resolution are changed to obtain new \mathbf{T}_{0elec_i} . Then, the global system is solved. For both descriptions, the total current in the electrode i is

$$\mathbf{J} = \text{curl } \mathbf{T} + \mathbf{J}_{0i}. \quad (13)$$

We applied this approach to an electrode geometry (see Fig. 4), eddy-current distribution is then obtained and can be compared for both descriptions (Figs. 5 and 6). Eddy-current losses can be computed by integration over the electrode.

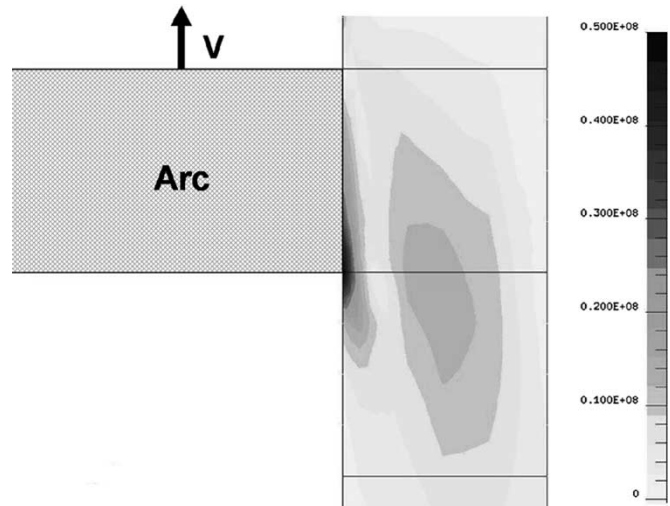


Fig. 5. Eddy-current density (A/m^2) in electrodes for Eulerian description ($v = 40$ m/s, $\rho = 2.10^{-8}$ Ωm , $\mu_r = 1$, $I = 1000$ A). Only half geometry is represented.

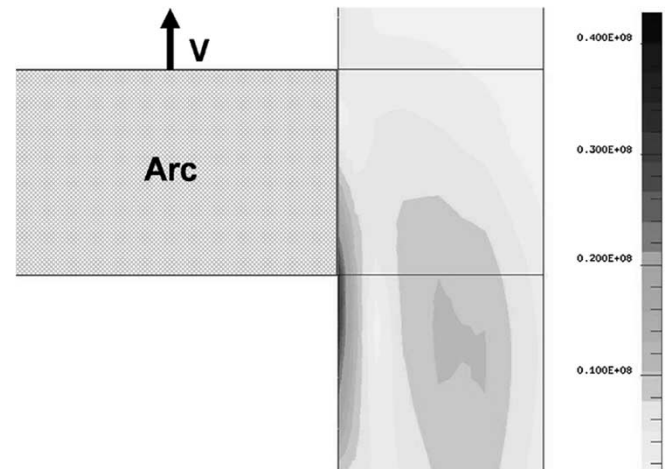


Fig. 6. Eddy-current density (A/m^2) in electrodes for Eulerian description ($v = 40$ m/s, $\rho = 2.10^{-8}$ Ωm , $\mu_r = 1$, $I = 1000$ A). Only half geometry is represented.

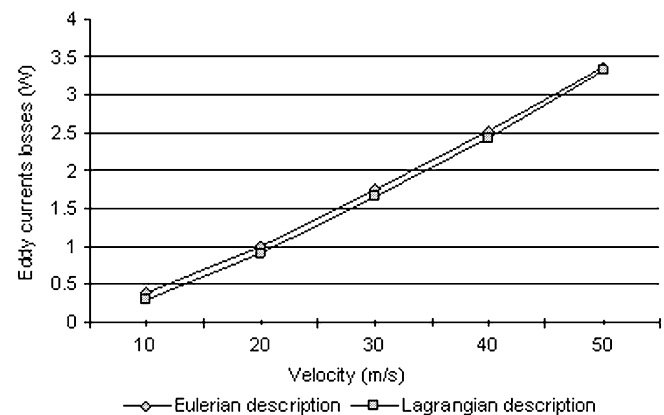


Fig. 7. Eddy-current losses versus velocity of the arc—Comparison between Lagrangian and Eulerian description ($\rho = 2.10^{-8}$ Ωm , $\mu_r = 1$, $I = 1000$ A).

Results shown on Fig. 7 present a good similarity. Moreover, force acting on arc due to eddy current versus velocity can be evaluated like in previous section (see Fig. 8).

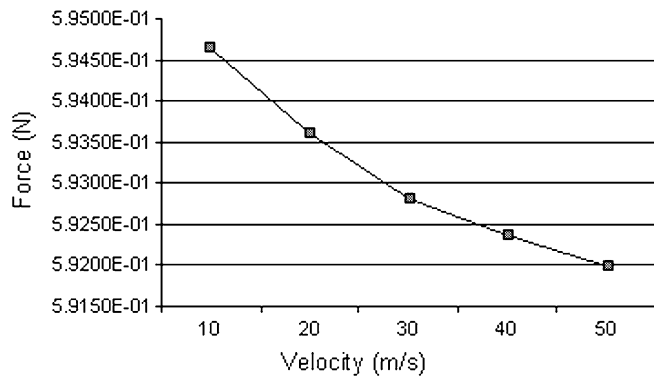


Fig. 8. Force currents acting on arc versus velocity ($\rho = 2.10^{-8} \Omega\text{m}$, $\mu_r = 1$, $I = 1000 \text{ A}$).

Let us notice that calculated forces are very low compared to the loop effect (0.596 N). We can then conclude that the eddy currents in electrodes can be negligible for velocity representative of an arc motion ($v < 100 \text{ m/s}$) and for this geometry of electrode.

V. CONCLUSION

We have developed new formulations to calculate eddy currents that appear in a circuit breaker during current interruption phases. These two formulations can be combined to obtain a global model in a Lagrangian approach. As we saw, eddy currents in splitter plates can create a sizeable force which reduces

reluctant and loop effects. On the contrary, eddy currents in electrodes seems have a weak influence on arc motion.

The main advantage of this approach is that no new mesh at each time step is required. Then, it is possible to apply it easily to distorted arc and with nonconstant velocity. Further electric arc investigation could lead to a coupling between this approach and a more complex arc model.

Moreover, let us notice that this work can easily be applied to other devices like electrical railgun, for example.

REFERENCES

- [1] H.-C. Song, U.-Y. Lee, S.-H. Kang, and K.-J. Lim, "3D Finite Elements Analysis of Magnetic Force on the Arc Chamber Design of Modeled Case Circuit Breaker," presented at the *Numelec Conf.*, Poitiers, France, 2000.
- [2] A. Slama, V. Mazauric, Y. Marechal, G. Meunier, and P. Wendling, "Electric railgun 3D modeling: Computation of eddy current and Lorentz force," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, pp. 139–142, Jan. 2001.
- [3] K. Muramatsu, T. Nakata, N. Takahashi, and K. Fujiwara, "Comparison of coordinate systems for eddy current analysis in moving conductors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, pp. 1186–1189, Mar. 1992.
- [4] J. C. Heinrich, P. S. Huyakorn, O. C. Zienkiewicz, and A. R. Mitchell, "An upwind finite element scheme for two dimensional convective transport term," *Int. J. Num. Meth. Eng.*, vol. 11, pp. 131–143, 1977.
- [5] O. Biro, K. Preis, W. Renhart, G. Vrisk, and F. Richter, "Computation of 3D current driven skin effect problem using current vector potential," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, pp. 1329–1332, Mar. 1993.
- [6] Y. Le Floch, F. C. Guérin, X. Brunotte, and G. Meunier, "3-D Computation of magnetic anomaly due to a rotating plate in earth's magnetic field," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, pp. 553–556, Mar. 2002.
- [7] A. Slama, V. Mazauric, G. Meunier, and Y. Marechal, "From an Eulerian Description the Electromagnetic Launcher," presented at the *Compumag Conf.*, Evian, France, 2001.

Automatic Cuts for Magnetic Scalar Potential Formulations

Anh Tuan Phung¹, Olivier Chadebec¹, Patrice Labie¹, Yann Le Floch², and Gérard Meunier¹

¹LEG/ENSIEG, 38402 Grenoble Cedex, France

²Laboratoire d, ENSIEG, Saint Martin d, France

²CEDRAT, 38246 Meylan Cedex, France

The approach of magnetic scalar potential $T_0\phi$ - ϕ is widely popular for solving magnetic problems coupled with electric circuits. However, cuts are required to preserve the Ampere's law for the case of ferromagnetic circuits with holes surrounded by coils. The manual definition of cuts might not be evident even for experimented finite-element (FE) users. This paper presents a new automatic cuts generation algorithm. First, we present a tool that allows determining if a ferromagnetic region has holes or not. If holes are found, the region is then inflated to get automatically needed cuts. The presented algorithm is also applicable to generate electric cuts in massive conductors.

Index Terms—Automatic cut, finite-element (FE) method, multiply connected regions, total magnetic scalar potential.

I. INTRODUCTION

THE formulation in term of total magnetic scalar potential $T_0\phi$ - ϕ is known for its robustness and efficiency to solve magnetic problems coupled with electric circuits [1], [2]. The main advantage of this formulation is to lead to one unknown per node in air and ferromagnetic regions and then to save significant computation time.

Nevertheless, in case of ferromagnetic regions with holes surrounded by coils, the well-known connexity problem occurs and cuts are then required to verify Ampere's law. The manual definition of cuts could not be obvious even for experimented FE users. This paper proposes an algorithm to detect ferromagnetic region with holes and subsequently to find appropriate cut surfaces.

In the next section, we will describe the $T_0\phi$ - ϕ formulation and clarify the reason that makes us to generate automatically the cuts.

II. $T_0\phi$ - ϕ FORMULATION

The $T_0\phi$ - ϕ formulation is able to treat problems with magnetic devices coupling with electric circuits. By using this formulation, we have in the air region Ω_0

$$\mathbf{H} = I \cdot \mathbf{t}_0 - \mathbf{grad}\phi \quad (1)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \quad (2)$$

where \mathbf{t}_0 is computed in Ω_0 region with a unit current in the inductor and satisfying $\mathbf{t}_0 \times \mathbf{n} = 0$ on its boundary $\partial\Omega_0$.

In magnetic circuit region Ω_m , in order to circumvent the so-called cancellation error caused by the subtraction of two great numbers, it is convenient to use the total scalar magnetic potential ϕ

$$\mathbf{H} = -\mathbf{grad}\phi \quad (3)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}. \quad (4)$$

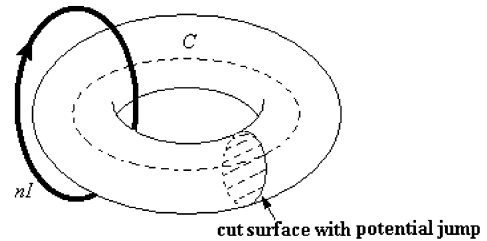


Fig. 1. Closed magnetic circuit surrounding by coils.

On using nodal variable, we compute \mathbf{t}_0 in the region Ω_0 such as

$$\mathbf{t}_0 = \mathbf{h}_0 - \mathbf{grad}(\delta\phi) \quad (5)$$

where

- \mathbf{h}_0 is the field in Ω_0 region created by a unit current in the inductor, calculated with Biot-Savart law.
- $\delta\phi$ is the reduced-total increment [3], [4] calculated with a unit current in the inductor with the respect of the condition of changing between different domains (in this case, between Ω_0 and Ω_m). Therefore, we compute $\delta\phi$ such as $[\mathbf{h}_0 - \mathbf{grad}(\delta\phi)] \times \mathbf{n} = 0$ on $\partial\Omega_0$.

This formulation is very attractive because only one unknown per node in Ω_0 and Ω_m is needed. However, in case of a multiply connected region Ω_m surrounded by coils, Ampere's law is not verified. This problem is known as connexity problem. Let us consider Fig. 1.

On the closed-loop C, the \mathbf{H} circulation must be equal to nI such as (6)

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = nI. \quad (6)$$

Whereas it is equal to zero in this configuration

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \oint_C -\mathbf{grad}(\phi) \cdot d\mathbf{l} = 0. \quad (7)$$

The solution which was found to solve this problem is to allow a discontinuity of the potential in the magnetic circuit by creating

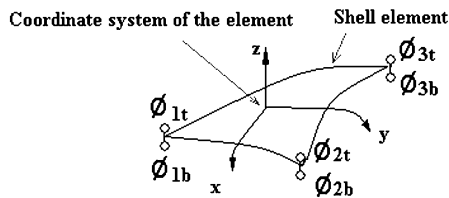


Fig. 2. Shell element.

a cut. The value of the discontinuity of potential will be imposed by the total current (nI) which surrounds the magnetic circuit [3]. The cut is then modeled by shell elements [5] with double nodes (see Fig. 2). Each couple of double nodes is at the same coordinates and each node is at different sides of the cut (top and bottom in the example). We can now consider that Ω_m have no more holes and $\delta\phi$ is now computed on $\partial\Omega_0$ and on the cut itself. In such a way, Ampere's law is naturally restored.

Then, we can see that it could be difficult for an FE user to understand the problem and even for an experimented one to avoid mistakes. The best way seems to automate the total procedure. In the next section, we will investigate in a new method to generate the cut. We will then clarify its pertinence compared to others approaches.

III. INFLATING TO GENERATE CUTS

A. Classical Approach

Lots of works have already been realized on the subject [3], [6], [7], and [8]. Most part of them search cutting surfaces by deflating scalar magnetic region around each coil. They obtain a surface which blocks up the hole of the coil. The cut is then the intersection between this surface and the ferromagnetic region. These approach leads to efficient results but has some drawbacks. First, this deflation algorithm works on a high number of elements (air and ferromagnetic region), and then the method might be time consuming. Moreover, for a magnetic circuit with two surrounding coils and one hole only; two cutting surfaces are found and only one is needed.

We propose a new approach similar to previous method which enables to suppress these problems. Instead of deflating the scalar potential regions, the basic idea is to inflate the ferromagnetic circuit region.

In this section, we study a magnetic circuit which needs to be cut. First, we are going to describe a tool that permit to compute the number of holes for a given magnetic circuit. Second, we will explain the procedure to generate the required cuts.

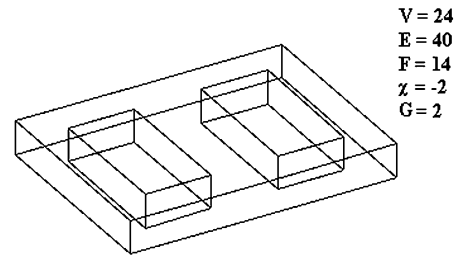
B. With Holes or Not?

The tool that we use to detect a region with holes is the *Euler–Poincaré* characteristic χ and the genus G of the region [9]

$$\chi = V - E + F \quad (8)$$

$$G = (2 - \chi)/2 \quad (9)$$

where V , E , and F are, respectively, the number of vertices, edges, and faces representing one region. The genus G is the number of holes of the region. An example is presented in Fig. 3.

Fig. 3. Characteristic *Euler–Poincaré* for two-hole magnetic circuit.

In this example, we can see that the use of *Euler–Poincaré* characteristic is able to recognize holes of one region and then to point out if this region needs cuts or not.

C. Inflate the Magnetic Circuit to Make Cuts

The goal of algorithm is from a mesh of a multiply connected magnetic circuit, to find out a set of facets which make the circuit simply connected.

The basic idea is to simulate the growth of a balloon injected inside the region until it occupies the whole region. Then the meeting part of balloon's boundary will form the appropriated cuts. We can easily figure out that cuts generated will make the region simply connected. However, we will see that this process is going to generate a set of surfaces. Only some of them will cut really the magnetic circuit, it will be then necessary to keep the good ones and to eliminate the others.

Let us now explain our algorithm precisely.

1) Initialization:

- Grouping volume of magnetic circuits into connected regions.
- From the finite-element (FE) mesh, return all elements in each connected region.
- Set all these elements as unvisited.
- For each group, choose an arbitrary element which will be the initial set I of the balloon and mark it visited at range $k = 0$ (see Fig. 4).

2) Iteration: We repeat the following procedure until there are no more elements unvisited.

- Return all the neighbors of the initial set I .
- For each neighbor:
 - If it was marked at rang r superior or equal to k , stock the facet between this neighbor and the involved element into the set K of acceptable facets for cut.
 - If the neighbor is unvisited, add this element to the temporary set T and mark it at rang $k + 1$.
 - Else, continue with the next neighbor element.
- Replace the initial set I by the temporary set T and so on.

We can see that the previous procedure ensures that the region defined by all the visited elements remains simply connected. The volume of the multiply connected magnetic circuit will be occupied step by step by the balloon's volume. The procedure works in parallel if there is more than one group of multiply connected magnetic circuits. This allows the algorithm to go faster.

3) Filter: After having visited all elements, we obtain a set K of acceptable facets cut. These facets are grouping in different

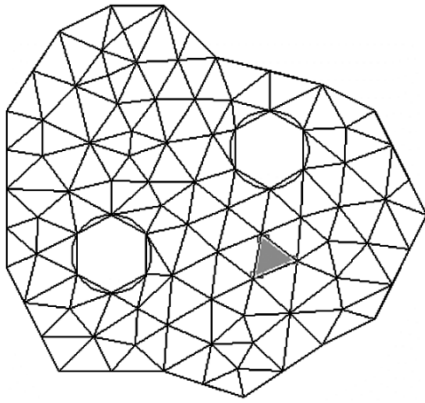


Fig. 4. Mesh and an arbitrary initial element.

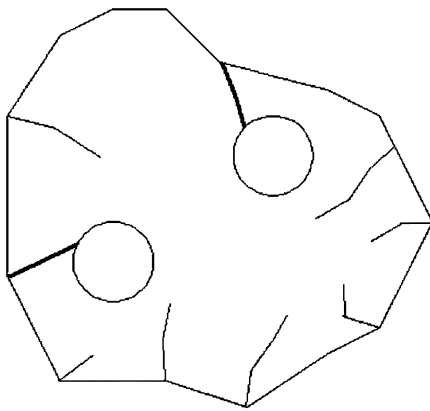


Fig. 5. Acceptable facets for cut AF.

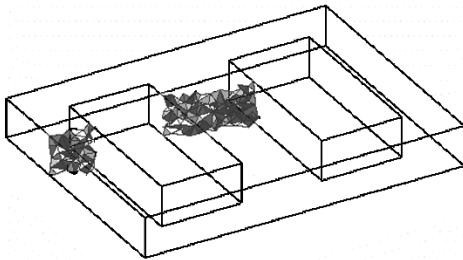


Fig. 6. Final cut obtained on 3-D multiply connected magnetic circuit.

connected surfaces. Only some of them are the real cut. For example, in Fig. 5, the real cut must be the both bold lines.

We need then to eliminate the non part of cut. These parts are distinguished from the real cut by their floating edges in the magnetic circuit region.

Finally, we get the resulting cuts. We present here a two-hole magnetic circuit and the cuts obtained with our approach (see Fig. 6).

D. Computation Time

The process of inflation is very quick. We can explain this point because the method is based only on the relationship between different neighbor elements. With a standard FEM database, the process of inflation is nearly instantaneous.

The most time consuming part of the algorithm is to eliminate the non part of cuts (step 3). The total needed time to generate

TABLE I
COMPARISON BETWEEN INFLATING METHOD AND DEFLATING METHOD

Case	Configuration	Number of required cuts	Number of cuts generated	
			By inflating	By deflating
1		1	1	1
2		1	1	2
3		1	2	1
4		2	2	2
5		1	2	1

the complete cuts for the problem presented in the following is about 7 s on a Pentium IV 1.8 GHz 512 Mb of RAM. The problem was modeled with more than 64 000 elements and most of them are in the magnetic circuit. This example gives an idea of speed of the method.

IV. DISCUSSION

Four points can be discussed about this method. First, the time consuming of this technique is reduced in comparison to air deflating techniques [5]. It works with elements of the magnetic circuit, region which has fewer elements than the whole problem. Therefore, the number of elements that this method has to treat is small, so do the time.

Second, most part of time, the number of generated cuts is equal to the number of holes. We present in Table I a summary of some cases in which we compare the air deflating approach and our method.

For case 1 and 4, both methods are equivalent leading to the good number of cuts. For case 2, our method returns one cut and only one is needed. For the third case, the deflating approach is superior to ours which generates too much cuts. Finally, in case 5, our method leads to a too high number of cutting surfaces. It must be pointed out that to generate a too high number of cuts is not really a problem. In fact, if a coil does not surround a closed magnetic circuit, the reduced-total increment $\delta\phi$ calculated on a nonneeded cut will be naturally imposed to zeros by the formulation. The problem of nonneeded cut generation will only increase the computation time of the method by useless integration.

Third, the generated cut does not depend on any auxiliary object like inductors but directly on the mesh of the magnetic circuit. This is an advantage in comparison of [5] for problems with nonmesh inductors, the deflating method being based on the mesh of coils. Moreover, we can notice that for some configurations, we will get fewer cuts than holes if there are some intersections between cuts. But the important point is that the multiply connected magnetic circuit will be always cut into simply connected one.

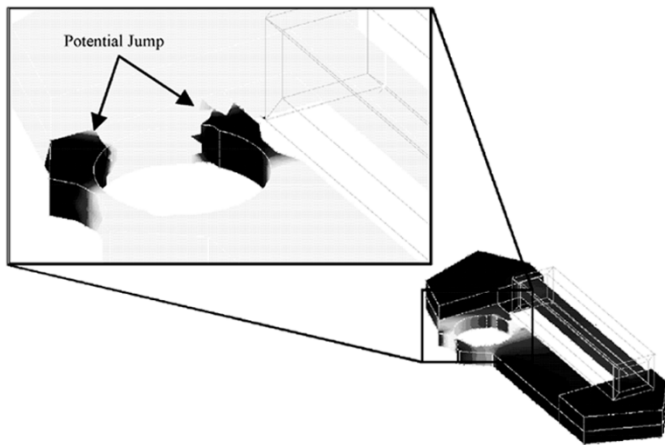


Fig. 7. Magnetic field of the watch motor obtained with automatic cuts. Zoom area represents the potential jump.

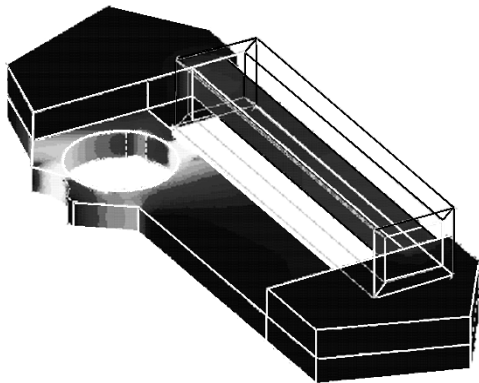


Fig. 8. Magnetic field of the watch motor with manual cuts.

Fourth, this method works with all kind of multiply connected region. Therefore, we can use it for the case of multiply connected massive conductor. In this configuration, we also need cuts, but electric ones [10].

V. RESULTS ON AN INDUSTRIAL EXAMPLE

We have implemented the algorithm in FLUX—software package which enable to take into account magnetic problems coupled with electric circuits. The example presented in Fig. 7 is a watch motor which is composed by a permanent magnet, a multiply connected magnetic circuit highly saturated. It is coupled with an external electric circuit. The total problem was modeled with 46 379 elements.

The computation of characteristic *Euler–Poincaré* returns two holes. The execution of the algorithm of inflation returns

two sets of cuts. The total time needed to execute all the inflating process was 2 s on a Pentium IV 1.8 GHz 512 Mb of RAM.

We present here the magnetic field in the magnetic circuit for a current of 0.02 mA in the inductor.

The Fig. 8 shows results obtained in the same condition but with a manual cuts. Both results present a very good adequation.

VI. CONCLUSION

We have presented a new algorithm to generate the automatic cut in case of magnetic circuits with holes. The scheme proposes a powerful tool to generate cuts on any multiply connected configuration without taking into account any auxiliary object. This contribution strongly improves the computation time of cuts generation by working within in the low number of elements. Moreover, the approach is general and can be applied for the generation of electric cuts.

REFERENCES

- [1] S. Bouissou, F. Piriou, C. Kieny, and G. Tanneau, "A numerical simulation of a power transformer using 3-D finite element method coupled to circuit equation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 30, no. 5, pp. 3224–3227, Sep. 1994.
- [2] Y. LeFloch, G. Meunier, C. Guérin, P. Labie, X. Brunotte, and D. Boudaud, "Coupled problem computation of 3-D multiply connected magnetic circuits and electric circuits," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1725–1728, May 2003.
- [3] H. T. Luong, "Amélioration de la formulation en potentiel scalaire magnétique et génération au couplage entre équations de champ et de circuit électrique," Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, Sep. 1994.
- [4] I. D. Mayergoyz, M. V. K. Chari, and J. D'Angelo, "A new scalar potential formulation for the three-dimensional magnetostatic problems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-23, no. 6, pp. 3889–3894, Nov. 1987.
- [5] C. Guérin, G. Tanneau, G. Meunier, X. Brunotte, and J. B. Albertini, "Three dimensional magnetostatic finite elements for gaps and iron shells using magnetic scalar potential," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 30, no. 5, pp. 2885–2888, Sep. 1994.
- [6] P. J. Leonard, H. C. Lai, R. J. Hill-Cottingham, and D. Rodger, "Automatic implementation of cuts in multiply connected magnetic scalar region for 3-D eddy current models," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 2, pp. 1368–1371, Mar. 1993.
- [7] C. S. Harold and J. Simkin, "Cutting multiply connected domains," *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-21, no. 6, pp. 2495–2498, Nov. 1985.
- [8] P. R. Kotiuga, "An algorithm to make cuts for magnetic scalar potentials in tetrahedral meshes based on the finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, no. 5, pp. 4129–4131, Sep. 1989.
- [9] W. Fulton, "Algebraic topology: A first course," in *Graduate Texts in Mathematics*. New York: Springer-Verlag, 1995, vol. 153.
- [10] G. Meunier, Y. Le Floch, and C. Guérin, "A nonlinear circuit coupled t - 0 - Φ formulation for solid conductors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1729–1732, May 2003.

New robust coil sensors for near field characterization

B. Vincent¹, O. Chadebec¹, J.-L. Schanen¹, C.A.F. Sartori²
L. Krähenbühl^{2,3}, R. Perrussel³, K. Berger³

(1) Grenoble Electrical Engineering Lab (G2Elab, CNRS UMR5269)
INPG-UJF, ENSIEG, BP 46, 38402 Grenoble, France

(2) Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (Lmag/PEA-EPUSP), 05508-900 São Paulo, SP, Brasil

(3) Ampère (CNRS UMR5005), Université de Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 69134 Ecully CEDEX, France.

Abstract— This work introduces a new generation of magnetic field sensors, based on the spherical harmonic decomposition concept. The measurement principle is similar to a spatial filtering: according to the coil shape, the sensors are just sensitive to a specific component of the multipolar expansion. Five coil shapes are determined, in order to account for the first two orders of the multipolar expansion. The way of determining the coil shape is first explained, and a validation is proposed using a finite element software.

Index Terms— Coils electromagnetic sensors; near field measurements; multipolar expansion; radiated EMC; radiated electromagnetic sources characterization.

I. INTRODUCTION

With the increase of power density in modern power systems, interactions between various elements become a key point to be addressed. This problem can be handled at various scales: interactions between two variable speed drives or power transformers in the same room ("indoor EMC"), interactions between power and the control board, or between different devices on the same board. On this latter example, magnetic couplings between magnetic components (inductor, transformer) and/or wires are often encountered and may lead to dysfunctions or a bad filtering.

Addressing these magnetic couplings implies to have the ability to characterize the magnetic field close to the sources. The whole knowledge of this near field can be achieved using simulation or experimentation.

The first idea starts from a simple mapping of the near magnetic field, using some magnetic sensors and sampling the space by moving the sensors around the system, by moving the system itself, by increasing the number of sensors, or by using any appropriate combination of all previous solutions.

After this step, the magnetic field is characterized by a set of thousands of measurements. These data must therefore be summarized into a simpler equivalent source in order to make possible the study of interactions.

One method to describe equivalent sources is the multipolar expansion, which has previously

shown its ability to synthesize any magnetic source into known standardized sources (dipole, quadrupole, etc.). For instance, it has been shown that a set of several thousands of data points can be summarized into 15 terms, with a large validity region [1].

However, the post-processing of punctual measurements to obtain the coefficients of the multipolar expansion leads to inaccuracies, either due to measurement errors or due to mechanical positioning errors [2], [3].

The present work tackles particular sensors, which are sensitive to a specific component of the multipolar expansion. The principle is based on the measurement of the magnetic flux through large coils placed around the device. These coils are used to achieve a spatial integration and consequently to reduce positioning inaccuracies [3]-[5]. As an example, to measure the first order of the decomposition (dipole), the Standard CISPR 16-1 [6], proposes using three orthogonal loops (Fig. 1). This standard applies for the medium frequency range: 9 kHz to 30 MHz.

The problem is that no source is composed of pure dipoles. Therefore, even the standard method leads to errors. For the sensor design, we propose to take into account higher order terms in the expansion, and to improve the selectivity property, as proposed initially in [7].

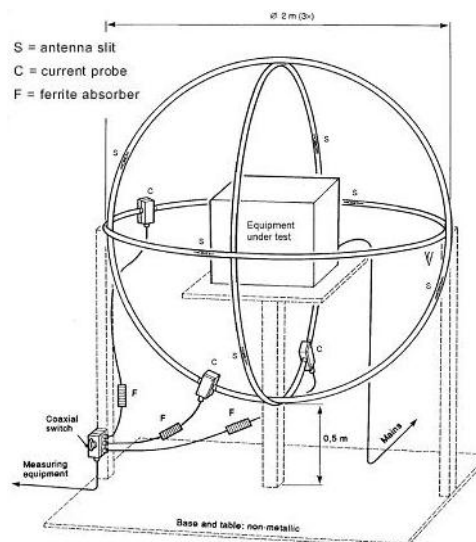


Fig. 1. From Standard CISPR 16-1, the loop-antenna system, consisting in three perpendicular large loop-antennas.

The mathematical model of the equivalent sources is first recalled. The design of the sensor geometry can then be detailed and validated by a finite element model of an actual device.

II. MULTIPOLAR EXPANSION

The multipolar expansion is a classical tool used for electromagnetic field representation [8], [9]. It allows decomposing any field into an infinite sum of simple terms. The first order of the decomposition is the well known dipole. Several mathematical basis functions can be used for the decomposition. For near field studies, the quasi-static approximation is suitable i.e. displacement currents can be neglected. Therefore, the basis does not include propagation terms [8]. Near field area is limited by $\lambda/6$ meters. According to the maximum frequency, quasi static approximation is

[available up to 1.7 meter.](#)

A. Time and space harmonic decompositions

Outside a sphere including all radiation sources, the magnetic field can be completely described by a magnetic scalar potential $\psi(t)$. This potential is solution of the Laplace equation:

$$\Delta\psi(t) = 0 \quad (1)$$

We consider the harmonic decomposition of time varying sources. Each term of the harmonic decomposition of the time varying solution of (1) can be expressed as follows:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=-n}^{+n} A_{nm} \cdot \frac{1}{r^{n+1}} \cdot Y_{nm}(\theta, \varphi) \\ \mathbf{B}(r, \theta, \varphi) = -\mathbf{grad}(\Psi) \\ \mathbf{B}(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=-n}^{+n} \mathbf{B}_{nm} \end{array} \right. \quad (2)$$

where:

- Y_{nm} are the spherical harmonics of order n ,
- r , the distance between the center of the decomposition and the point where the field is expressed,
- \mathbf{B}_{nm} , the elementary magnetic fields of the decomposition,
- A_{nm} , the coefficients of the decomposition, i.e. the unknowns.

B. Relevance

The choice of this multipolar expansion is mainly motivated by the $r^{-(n+1)}$ decrease of the terms of order n . This insures a hierarchy between each order of the decomposition. The larger the distance to the source is, the fewer are the terms required to reconstruct the field.

For interaction studies, we have decided to limit the expansion to the two first orders of the decomposition. This also corresponds to the physical behavior of most sources in electrical systems, where disturbances often originate from current loops. Therefore, the number of unknowns is limited to only 8 (from (2), there are $2n+1$ coefficients for each order n ; thus, 3 unknowns for order 1 and 5 for order 2).

The aim of the identification is to deduce these 8 unknowns from measurements achieved around the radiation source. For this purpose, one possible solution is to take advantage of the fast decrease of the high order terms with the distance: far from the source, the sensors are only sensitive to the dipole. This property has been used in Standard CISPR16-1 [4]-[7]. This leads to large measurement systems, and furthermore, the accuracy is poor: far from the Device Under Test (DUT), the field is low, and the signal is small. Furthermore, the size implies frequency limitations: it is difficult to reach 30 MHz without accounting for propagation effects. Instead of taking advantage of the $r^{-(n+1)}$ behavior only, our design strategy, introduced in the next section, is to use the geometrical properties of the spherical harmonic functions Y_{nm} .

III. SENSOR DESIGN

A. Preliminaries

Each component sensor, dedicated to a specific component of the multipolar expansion is constituted of several coils. They are located on a sphere S_M , with a radius r_0 , including the validity sphere region. An example is shown in Fig. 2.

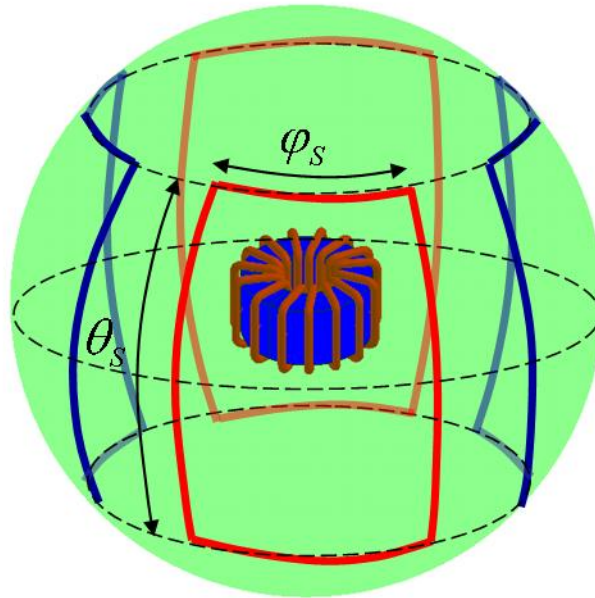


Fig. 2. An example of a component sensor located on sphere S_M and centered on the Device Under Test. The sensor is composed of several coils defined by angles θ_s and φ_s .

The principle consists in measuring the magnetic flux through the coils. As a component sensor is constituted of several coils, it is possible to compose all flux (sum or difference). The following representation will be used in this paper: a red coil will correspond to a positive outgoing flux, whereas a blue one will correspond to a negative outgoing flux (see Fig. 2 for example).

Any set of coils on the sphere S_M can then be represented by a “sensor function” M defined by:

- $M(\theta, \varphi) = 1$ for a portion of S_M delimited by a red coil,
- $M(\theta, \varphi) = -1$ for a portion of S_M delimited by a blue coil,
- $M(\theta, \varphi) = 0$ for the remaining S_M area.

The measurement corresponds to:

$$Flux = \iint_{S_M} M(\theta, \varphi) \mathbf{B}(r_0, \theta, \varphi) \cdot \mathbf{n} dS = \iint_{S_M} M(\theta, \varphi) B_r(r_0, \theta, \varphi) dS \quad (3)$$

where \mathbf{n} is the unit outgoing normal of S_M and $B_r(r_0, \theta, \varphi)$ the radial component of the induction on S_M , defined by:

$$B_r(r_0, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=-n}^{+n} \frac{(n+1)}{r_0^{n+2}} A_{nm} Y_{nm}(\theta, \varphi) \quad (4)$$

The ideal sensor would be sensitive to a single component of (4). We will show that it cannot be realized but, if the decomposition in (4) is truncated to $n = 4$, solutions exist. Consequently, the most complex multipolar field created by the source is limited to the 4th order (24 components) in our

study. It has been considered sufficient for most of practical power electronic radiating systems.

In the following, let n and m denote the indices of the component \mathbf{B}_{nm} to identify and M_{nm} the “sensor function” dedicated to \mathbf{B}_{nm} . Indices n' and m' will be used for the other components which can create a parasitic flux. This disturbance flux will have to be cancelled by sensor function M_{nm} . The problem can be written as:

$$\begin{aligned} Flux_{nm} &= \iint_{S_M} M_{nm}(\theta, \varphi) \sum_{n'=1}^{+4} \sum_{m'=-n'}^{+n'} \frac{(n'+1)}{r_0^{n'+2}} A_{n'm'} Y_{n'm'}(\theta, \varphi) dS = \sum_{n'=1}^{+4} \sum_{m'=-n'}^{+n'} \frac{(n'+1)}{r_0^{n'+2}} A_{n'm'} \iint_{S_M} M_{nm}(\theta, \varphi) Y_{n'm'}(\theta, \varphi) dS \\ &= \frac{(n+1)}{r_0^{n+2}} A_{nm} \iint_{S_M} M_{nm}(\theta, \varphi) Y_{nm}(\theta, \varphi) dS \end{aligned} \quad (5)$$

Thus, we have to design, for each component, a function M_{nm} such as:

$$\iint_{S_M} M_{nm}(\theta, \varphi) Y_{n'm'}(\theta, \varphi) dS = 0, \quad \forall (n', m') \neq (n, m) \quad (6)$$

In other words, the goal is to accomplish a spatial filtering of B_r (24 components) thanks to functions sensors M_{nm} (8 sensors for the first 8 components). Equation (5) shows us that the measurement of flux allows an efficient identification of coefficients A_{nm} . Moreover, we can see that the field distribution on sphere S_M is directly linked to the characteristics of functions Y_{nm} . Their study is therefore sufficient for finding M_{nm} .

B. Behavior of functions Y_{nm}

The real spherical harmonic function of order n and degree m is given by (7):

$$\begin{aligned} Y_{nm} &= \Theta_{nm}(\theta) \Phi_m(\varphi) \\ \text{where,} \quad \Theta_{nm}(\theta) &= \sqrt{\frac{(n-|m|)!}{(n+|m|)!}} P_{n|m|}(\cos(\theta)) \\ \Phi_m(\varphi) &= \begin{cases} \sqrt{2} \cos(m\varphi) & m > 0 \\ 1 & \text{if } m = 0 \\ \sqrt{2} \sin(|m|\varphi) & m < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

The P_{nm} are the Legendre polynomials defined thanks to Rodrigues formulae [10].

From (7), we can deduce that:

$$Y_{n,-m}(\theta, \varphi) = -Y_{nm}(\theta, \varphi + \pi/2m) \quad (8)$$

The only difference between Y_{nm} and $Y_{n,-m}$ is a rotation of $\pi/2m$ around z axis. The study can therefore be limited, for each order n , to the cases $m \geq 0$. The 8 sensor shapes can be reduced to 5 (2 for $n = 1$ and 3 for $n = 2$). Functions Y_{nm} are presented on Fig. 3 for the four first orders.

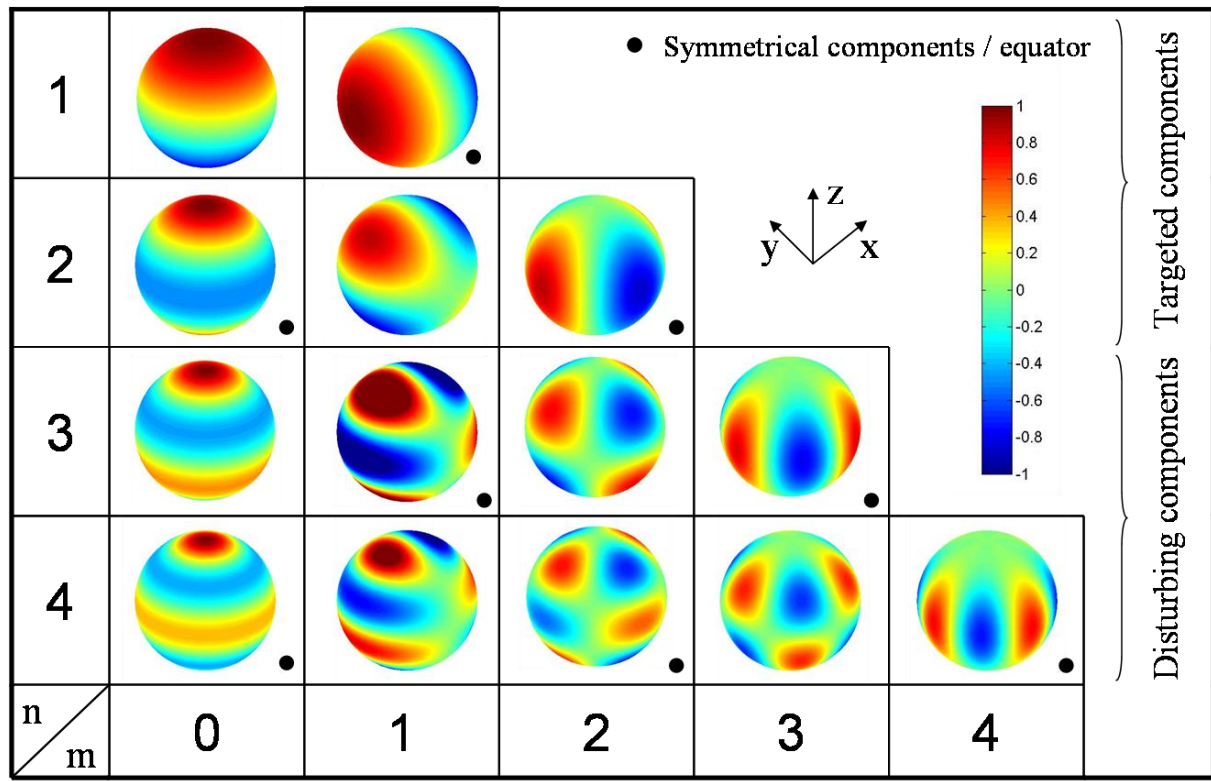


Fig. 3. Spherical harmonic functions of the reference source for $n \leq 4$ and $m \geq 0$.

To simplify the coil design process, their shapes will be chosen with constant θ or φ angles, i.e. these coils will follow only meridians or parallels of the sphere. This design constraint is suggested by (7) where the function Y_{nm} depends separately on θ and φ variables. Therefore, function M_{nm} can be written as:

$$M_{nm}(\theta, \varphi) = M_{nm}^\theta(\theta)M_{nm}^\varphi(\varphi) \tag{9}$$

Thus, the design method can separately study geometrical characteristics of functions $\Theta_{n'm'}$ and Φ_m . Indeed, according to (7) and (9), (5) is equivalent to:

$$\begin{aligned} Flux_{nm} &= \sum_{n'=1}^{+4} \sum_{m'=-n'}^{+n'} \frac{(n'+1)}{r_0^{n'+2}} A_{nm} \left(\int_{\theta=0}^{\pi} M_{nm}^\theta(\theta) \cdot \Theta_{n'm'}(\theta) \sin(\theta) d\theta \right) \left(\int_{\varphi=0}^{2\pi} M_{nm}^\varphi(\varphi) \cdot \Phi_{m'}(\varphi) d\varphi \right) \\ &\propto A_{nm} \left(\int_{\theta=0}^{\pi} M_{nm}^\theta(\theta) \cdot \Theta_{nm}(\theta) \sin(\theta) d\theta \right) \left(\int_{\varphi=0}^{2\pi} M_{nm}^\varphi(\varphi) \cdot \Phi_m(\varphi) d\varphi \right) \end{aligned} \tag{10}$$

Last, according to (10) and (6), the problem can be summarized by:

$$\left(\int_{\theta=0}^{\pi} M_{nm}^\theta(\theta) \cdot \Theta_{nm}(\theta) \sin(\theta) d\theta \right) \left(\int_{\varphi=0}^{2\pi} M_{nm}^\varphi(\varphi) \cdot \Phi_m(\varphi) d\varphi \right) \neq 0 \tag{11a}$$

$$\left(\int_{\theta=0}^{\pi} M_{nm}^\theta(\theta) \cdot \Theta_{n'm'}(\theta) \sin(\theta) d\theta \right) \left(\int_{\varphi=0}^{2\pi} M_{nm}^\varphi(\varphi) \cdot \Phi_{m'}(\varphi) d\varphi \right) = 0, \quad \forall (n', m') \neq (n, m) \tag{11b}$$

Each function M_{nm} has to maximize (11a) with respect to (11b). In (11b), one of the two integrals has to be zero to fulfill the condition.

1) Behavior of $\Theta_{n'm'}$

Let's suppose that the second integral in (11b) is not equal to zero. The study of the properties of $\Theta_{n'm'}$ allows canceling the first integral for some cases. Indeed, when the sum $n'+m'$ is even, functions

$Y_{n'm'}$ are symmetrical with respect to the equator plane (they are labeled with a black dot on Fig. 3). The others are anti-symmetrical. The sensor function M_{nm} should therefore have the same properties than the corresponding function Y_{nm} . Indeed, if it presents a symmetry with respect to the $z = 0$ plane, anti-symmetrical $\mathbf{B}_{n'm'}$ components will not create any disturbance flux, and vice versa. In the following, this principle will be chosen. Fig. 4 shows the case of component Y_{21} and the associated sensor geometry. At this step, there is no constraint on the opening angle θ_s . Thus, it is chosen as maximal ($\theta_s = \pi/2$ in M_{21} case on Fig. 4), what allows maximizing the signal for the flux created by \mathbf{B}_{21} .

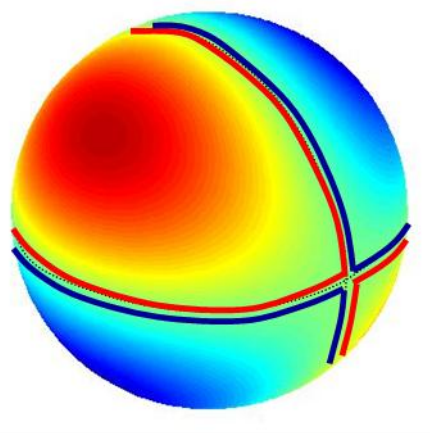


Fig. 4. Component Y_{21} and a first design for the associated detection coils shape M_{21} .

2) Behavior of Φ_m

The goal is now to cancel the second integral in (11b), the first one being possibly not equal to zero. According to the previous step, let us remember that for symmetrical sensors only symmetrical components have to be studied and inversely for anti-symmetrical ones.

The Φ_m functions are m' -periodical. Therefore, functions M_{nm}^φ will also have this property as shown on Fig. 4. On this example, the opening angle φ_s of each coil is limited to the π/m maximal value. It remains now to evaluate the disturbance flux created in such coils by others components of the decomposition.

According to (11.b) and (7), we have:

$$Flux_{nm} \propto \int_{\varphi=0}^{2\pi} M_{nm}^\varphi(\varphi) \cdot \cos(m'\varphi) \cdot d\varphi \tag{12}$$

where the variations of M_{nm}^φ are shown on Fig. 5. We are in the well-known configuration of Fourier series decomposition where m' is equivalent to the signal pulsation. Thus:

- If $m' < m$, component $Y_{n'm'}$ do not create any disturbance flux. Indeed, the first non zero coefficient of the expansion corresponds to the fundamental of M_{nm}^φ .
- If $m' = m$, the integral in (12) is not zero.
- If $m' > m$, the only components $Y_{n'm'}$ creating a flux have a degree $m' = (2k+1)m$ (k integer).

Indeed, for the $m = 1$ and $m = 2$ cases, we get:

$$\text{For } m=1: \int_{\varphi=0}^{2\pi} M_{n1}^\varphi(\varphi) \cdot \cos(m'\varphi) \cdot d\varphi = \begin{cases} \frac{4}{m'} \sin(\frac{m'\varphi_s}{2}) & \text{for odd } m' \\ 0 & \text{for even } m' \end{cases} \quad (13a)$$

For $m=2$:

$$\int_{\varphi=0}^{2\pi} M_{n2}^\varphi(\varphi) \cdot \cos(m'\varphi) \cdot d\varphi = \begin{cases} \frac{8}{m'} \sin(\frac{m'\varphi_s}{2}) & \text{for } m' = 2, 6, 10 \dots \\ 0 & \text{for } m' = 3, 4, 5, 7, 8, 9 \dots \end{cases} \quad (13c)$$

In (13b) and (13d) the integral vanishes independently of sensor angle φ_s .

Finally, let us point out that for the $m = 0$ cases, only the components of same degree ($m' = 0$) create a parasitic signal.

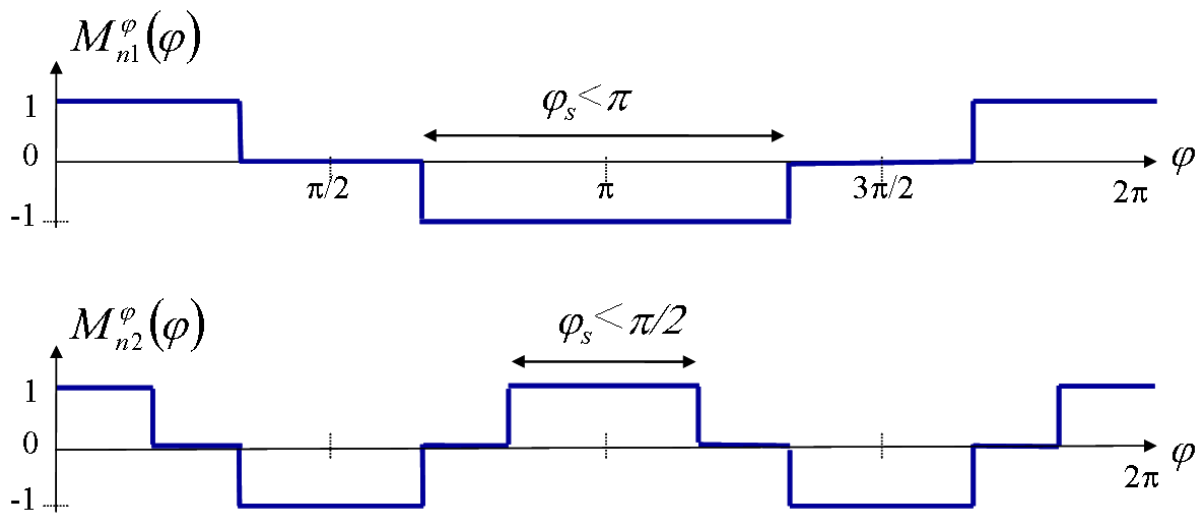


Fig. 5. M_{nm}^φ functions for $m = 1$ and $m = 2$ cases.

3) Influences

The previous results allow determining the table I. It shows elements Y_{nm} to be identified in blue, and those, which disturb their identification in red. At this step, constraints imposed on functions sensors are:

- the symmetry (on the right hand side) or the anti-symmetry (on the left hand side) in comparison with the equator plan $z = 0$,
- the periodicity linked to the degree of the searched component.

Fluxes have to be **maximized**; therefore, all opening angles φ_s and θ_s are chosen to get a maximal value by respecting these constraints. For example, concerning Y_{11} detection, only elements with an even $(n+m)$ can disturb it; this corresponds to all those appearing in the left part of the table I. But, according to the M_{11} periodicity, only the elements of degree $m' = 3$ remains. It corresponds to components Y_{31} and Y_{33} .

TABLE I. TABLE OF INFLUENCES FOR THE FIVE DIFFERENT SHAPES

n=1	Y _{1,0}	Y _{1,1}				Y _{1,0}	Y _{1,1}			
n=2	Y _{2,0}	Y _{2,1}	Y _{2,2}			Y _{2,0}	Y _{2,1}	Y _{2,2}		
n=3	Y _{3,0}	Y _{3,1}	Y _{3,2}	Y _{3,3}		Y _{3,0}	Y _{3,1}	Y _{3,2}	Y _{3,3}	
n=4	Y _{4,0}	Y _{4,1}	Y _{4,2}	Y _{4,3}	Y _{4,4}	Y _{4,0}	Y _{4,1}	Y _{4,2}	Y _{4,3}	Y _{4,4}
m =	0	1	2	3	4	0	1	2	3	4

4) How to remove the last cross effects?

The last step consists in reducing the opening angles θ_s and φ_s in order to remove the last cross effects. However, it will lead to a decrease of the measured flux.

a) According to φ_s

Equation (13a) points out that it is possible to cancel the parasitic components whose index is a multiple of 3 by choosing $\varphi_s = 2\pi/3$. So, influences of Y_{33} on Y_{11} and of Y_{43} on Y_{21} disappear. It remains then only a single parasitic signature by aimed component.

b) According to θ_s

This opening angle can have values included between 0 and π . Two different cases lead to two different studies. For the case where functions M_{nm} are symmetrical, the only way to reduce them is to cut the coils from poles. The value of the angle, which cancels the disturbance component, is given by the solution of (14a). For the anti-symmetrical case, the cut must begin from the equator and the solution is given by (14b). Indeed, in both cases, the cancellation of the first integral in (11b) is achieved by looking when $M_{nm}^\theta(\theta) = 1$.

$$\int_{(\pi-\theta_s)/2}^{(\pi+\theta_s)/2} \Theta_{n'm'}(\theta) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta = 0 \tag{1} \tag{4a}$$

$$\int_0^{\theta_s} \Theta_{n'm'}(\theta) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta = 0 \tag{1} \tag{4b}$$

C. Example design of sensor M_{21}

To illustrate the proposed method, we focus on the design of function M_{21} . The complete process is shown on Fig. 6. At first, on the left, in accordance with parts B.1.) and B.2.), a first basic shape is drawn. It fits at the same time the two previous constraints: the anti-symmetry with the $z = 0$ plane and the periodicity on the azimuth of component Y_{21} . This design, with a smart composition, allows maximizing the fluxes in each coil (please take care to the winding way representing by blue and red colors). According to the table I, only elements Y_{41} and Y_{43} still disturb identification. In a second step, according to equation (8b), reducing $\varphi_s = 2\pi/3$ allows to cancel the effect of Y_{43} . It is shown on the

second sphere. Finally, on the right hand side, an angle, solution of equation (14b), exists, which allows to compensate exactly both lobes create by Y_{4j} : $\theta_s = 1.35 \text{ rd}$. According to notations of Fig. 6 (on the right) and after some algebra, (5) gives identification relation:

$$A_{21} = \frac{r_0^2}{1.7 \cdot 10^{-6}} \cdot Flux_{21} \text{ with } Flux_{21} = (flux_1 - flux_2 + flux_3 - flux_4) \quad (15)$$

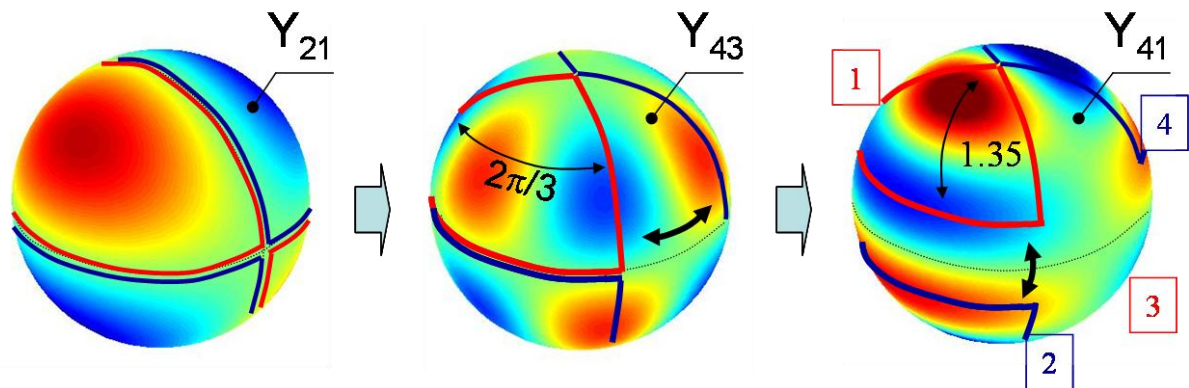


Fig. 6. Complete process for the sensor function M_{21} design.

The method is the same for designing all other sensors defined by functions M_{nm} . The obtained shapes are presented in table II of the appendix.

IV. VALIDATION BY THE FINITE ELEMENT METHOD (F.E.M.)

To validate the method, a toroidal inductor has been simulated (5 cm diameter - Fig. 7). It corresponds to the common mode filter of a variable speed drive. The aim is to determine the coefficients of the multipolar expansion. We have included the identification of the first and second order of the decomposition (all 8 sensors). The coefficients A_{1m} and A_{2m} have been identified at a distance of 10 cm from the inductor geometrical center. This distance is sufficient, with respect to the tore radius (2.5 cm), in order to keep valid the approximation of the reference source (limited at the fourth order).

All tests have been carried out in a finite element Software FLUX3D© [11], using a scalar magnetic potential formulation coupled with an infinite box transformation accounting for the external air region. The flux generated through the coils is computed using a post-processing surface integration.

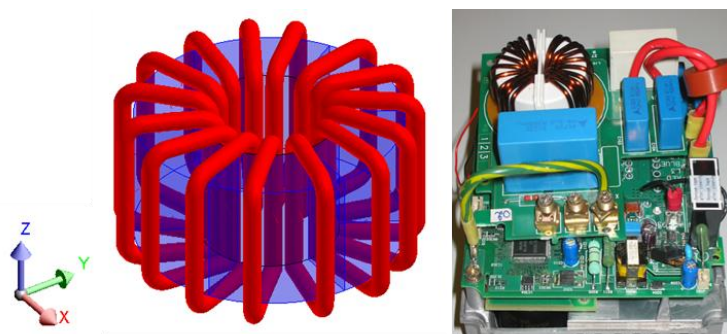


Fig. 7. Toroidal inductor and the associated variable speed drive.

A. Identification of A_{nm} and validation

After identification, Fig. 8 presents from 0.1 m to 2 m:

- the field obtained by the FEM,
- the reconstructed field including the first and second order terms,
- the reconstruction using the first order only,
- the reconstruction using the first order only, obtained by an identification following the Standard CISPR16-1.

The global behavior of all models is similar. However having a look at the relative error –with respect to the FEM solution- it can be seen that the first order is less accurate than the second order identification, close to the source. This was expected by the multipolar expansion theory. Furthermore, the first order identification obtained from the standard clearly shows that there was some inaccuracy in the dipole determination: it leads to about 13% of field error even far from the source. On the other hand, our sensors have determined the correct value, since far from the source, the field is well reconstructed.

The error in the determination of the dipole using the standard is due to the third order contribution in the sensor, according to table I. It is especially important since the identification has been carried out at a distance of 10 cm, where the high order components of the source have not decreased sufficiently.

The new sensor shape allows thus providing identification closer to the source than the standard (which recommends 1 meter). This is interesting since it brings more signal level and also reduces some propagation issues in the large coils.

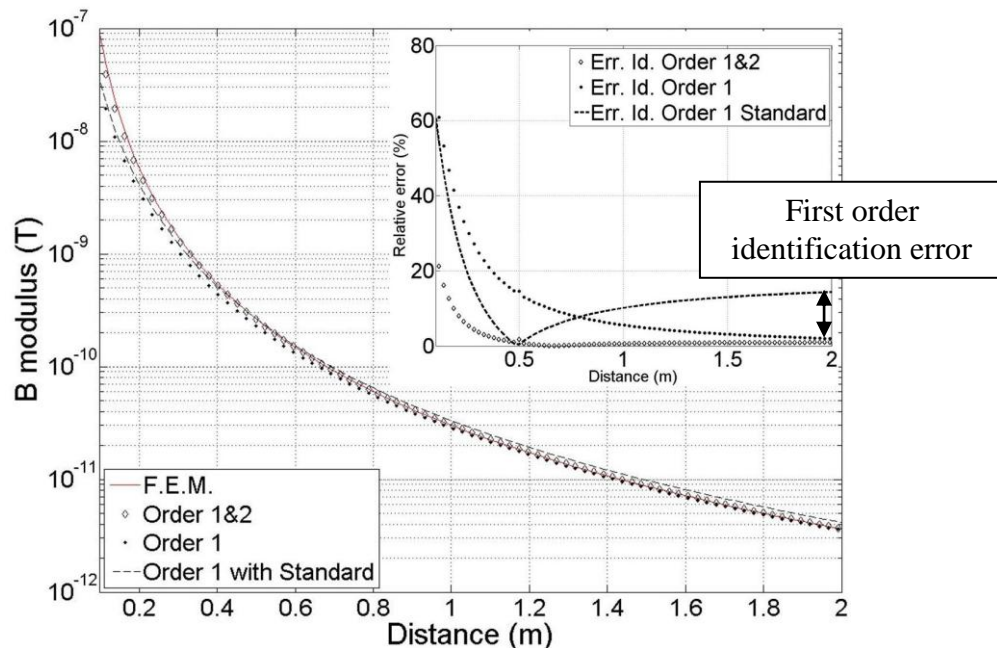


Fig. 8. Magnetic field decrease (modulus) vs the distance to the source: comparison between the identified dipole/quadrupole with the proposed and Standard sensors and the actual field, simulated by the FEM.

B. Identification and robustness

First, we check the robustness of the sensor to a change of sensor radius r_0 : three different sensors for three different measurement distances have been tested, the identification has been found very stable (less than 1% error on the identification). It confirms that it is not necessary to be far from the source to identify the dipole and quadrupole, contrary to the standard solution [4]-[6].

The second verification concerns a mismatch between the inductance center with respect to the decomposition center. This implies a more complex field (i.e. higher orders in the decomposition) [9]. Only dipole identification is concern by this phase. The results of the FEM simulation show that an error on the dipole determination occurs (Fig.9). It is due to the contribution of B_{5m} (and higher orders) terms in our sensor. However, the error is reasonable, and lower than using the Standard antenna, since this latter is sensitive starting from B_{3m} .

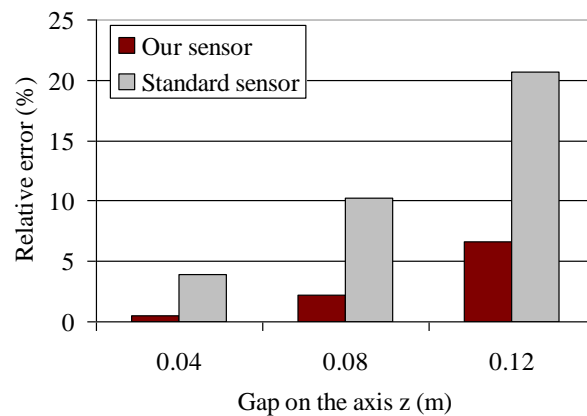


Fig. 9. Comparison between Standard antenna and the proposed sensor for a shifting source: relative error of the dipole identification compared to the actual dipole. The dipole computation is achieved by summing the three components of the dipole: $\sqrt{A_0^2 + A_1^2 + A_{-1}^2}$

V. CONCLUSION

The multipolar expansion is attractive to synthesize a magnetic field because it provides accuracy with only few parameters. To identify the components of the decomposition, it seems not convenient to use several punctual measurements. Therefore, we choose to develop dedicated sensors, sensitive to a specific component of the expansion only. These coils have been designed, with special shapes, until the second order of the decomposition. The validation of all sensors has been carried out using a finite element software.

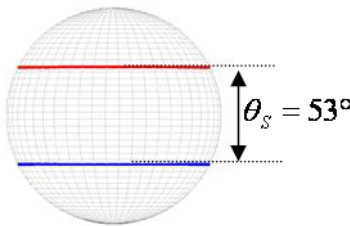
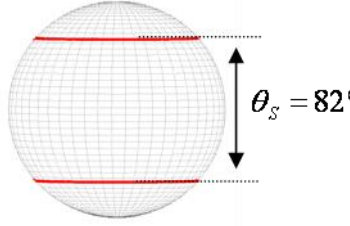
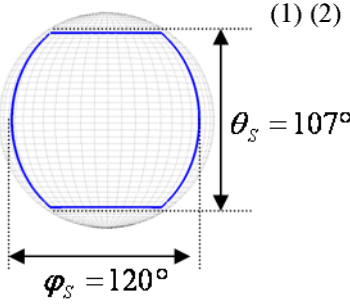
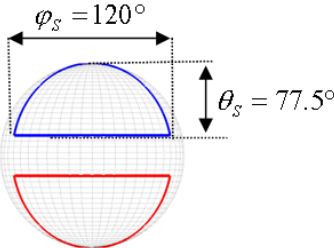
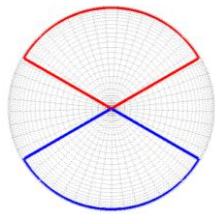
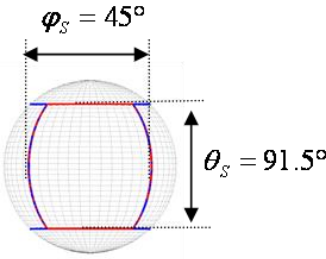
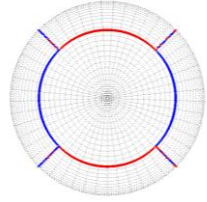
Thus, we have shown that Standard sensor could be improved. Indeed, on the one hand, our sensors do not create identification error when the radius decreases. On the other hand, they are more robust when dipole shifts from the system center. Furthermore, we have shown that it could be possible and interesting to design sensors which also identify the quadrupole components by filtering exactly the components of orders 3 and 4.

The construction of the sensors is in progress, and experimental results will be given in future papers. Nevertheless, the construction of the complete system is still complex. We have restrained the

sensor design with constant θ or φ angles. Without these constraints, other geometrical properties of Y_{nm} lead to the same identification with only two different shapes of sensor: future works will expose these developments.

APPENDIX

TABLE II. SHAPE OF THE SENSORS

	n = 1	n = 2	
m = 0			
	$A_{10} = \frac{125 \cdot r_0}{4\pi \cdot 10^{-5}} Flux_{10}$	$A_{20} = \frac{r_0^2}{7.0514 \cdot 10^{-7}} Flux_{20}$	
m = +/-1		View on x axis ⁽¹⁾⁽²⁾	View on z axis
			
	$A_{11} = \frac{-r_0}{9.7822 \cdot 10^{-7}} Flux_{11}$	$A_{21} = \frac{-r_0^2}{1.1147 \cdot 10^{-6}} Flux_{21}$	
m = +/-2	<p>⁽¹⁾ Same shape in the opposite side, ⁽²⁾ for $m < 0$, sensors are rotated by $\varphi = \frac{\pi}{2m}$</p>		
		$A_{22} = \frac{r_0^2}{1.2344 \cdot 10^{-6}} Flux_{22}$	

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the CAPES-COFECUB (project 568/07) and the FAPESP (project 2008/53611-9).

REFERENCES

- [1] J.P. Keradec, J. Lorange, J.-L. Schanen, B. Cogitore, T. Creuzet, C. Brun, "Nano-teslameter for characterization of the fields emitted and received by wound electronic components," IMTC 2003.
- [2] L.-L. Rouve, L. Schmerber, O. Chadebec, A. Foggia, "Optimal magnetic sensor location for spherical harmonic identification applied to radiated electrical devices," Magnetics, IEEE Transactions on, Volume 42, Issue 4, April 2006 pp. 1167-1170
- [3] A.V. Kildishev, S.A. Volokhov, J.D. Saltykov, "Measurement of the Spacecraft Main Magnetic Parameters," IEEE, 1997, pp. 669-675.
- [4] J.R. Bergervoet and H. Van Veen, "A large-loop antenna for magnetic field measurements," Zurich International Symposium on EMC, Proceedings, 1989, pp.:29-34.
- [5] M. Savi, T.Z. Gireli, F.A. Tirich, C. A. F. Sartori, "Developing a Van Veen & Bergervoet Antenna," EMC 2004, pp. 717-720.
- [6] Standard CISPR 16-1, annex P, 2002, pp. 230-237 and 396-409.
- [7] W. A. Pasmooij, "A 'Helmholtz' large loop antenna system for improved magnetic field measurements," EMC 1992, pp. 143-148.
- [8] J.D. Jackson, "Classical Electrodynamics," 3rd ed., 1998, pp.407-456.
- [9] J.P. Wikswo, "Scalar multipole expansions and their dipole equivalents," J. Appl. Phys., 1985, pp. 4301-4308.
- [10] J.C. Nedelec, "Acoustic and electromagnetic equations: integral representations for harmonic problem," Springer, 2001, pp. 24.
- [11] <http://www.cedrat-groupe.com/>

Noninvasive Fault Monitoring of Electrical Machines by Solving the Steady-State Magnetic Inverse Problem

V. P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, and J.-L. Coulomb

Grenoble Electrical Engineering Laboratory (G2ELAB-CNRS-UJF/INPG), ENSIEG, Grenoble 38402, France

This paper proposes an original approach for detection, localization, and quantification of faults appearing in electrical machines. The used method in this work deals with the analysis of the external magnetic field of a machine. This approach is already known, but until now, classical methods only detect if a fault is present or not. Thus, we propose a new approach based on the theory of inverse problems. From magnetic measurements realized on sensors located around the machine, a numerical model of the machine is inverted to get the distribution of the flux in the air gap. Therefore, the analysis of this distribution can allow us not only to identify a faulty mode, but also to quantify its importance.

Index Terms—Electrical machines, flux leakage, integral method, inverse problem, method of moments, noninvasive diagnosis.

I. INTRODUCTION

FAULT monitoring of a rotating electrical machine using external magnetic field measurements is a topical subject of investigation. Indeed, the magnetic field leakage is a good representation of the magnetic induction flowing in the machine air gap. The analysis of this field is thus a powerful strategy for diagnosis, particularly because external sensors present an easiness of instrumentation.

Currently, this approach is carried out with only one sensor located close to the machine. The spectrum analysis of the recorded signal and the recognition of frequency components representative of known faults lead to a reliable diagnosis. However, these techniques offer only few possibilities for the localization or the determination of fault magnitudes.

This paper proposes an original approach based on the theory of inverse problems. The goal is to start from external magnetic field measurements realized on several sensors around the machine, to find the magnetic field distribution inside the machine air gap. By analyzing it, it will be possible to localize the fault and moreover to determine its magnitude. The second part of this paper presents the direct modeling of the problem. This model which has already been published in [1] will be quickly summarized. We will see how, from a known distribution of the magnetic induction in the machine air gap, it is possible to predict the magnetic field outside it, by taking into account the stator and the iron housing effect. In the third part, this model will be inverted. From the magnetic external induction, the distribution of the flux in the air gap will be reconstructed. Thus, it is possible to get a reliable diagnosis allowing the quantification of the fault magnitude. In the fourth part, a numerical example of short circuit identification will be presented. First experimental validations will be shown in the last part of the paper and will only focus on the direct approach.

II. FORWARD MODELING

The external magnetic field computation of the electrical machines is a difficult task [2]. Indeed, it is a full 3-D problem re-

quiring not only the analysis of the devices but also their vicinity (meaning high CPU simulation costs) and is faced to a high ratio (say 10^6) between the internal field and the external field (introducing well-known cancellation errors problem). A methodology was developed that allows us to compute the external magnetic field with a good accuracy. It is based on a 3-D finite element modeling coupled with a post-processing based on a volume integral equation. This approach was successfully validated by experimental measurements [3].

Unfortunately, this model is too complex to be inverted, because the relation between the sources (thus the fault) and the external field is not explicit. Thus, we developed a “lighter” integral model where this relation is explicit and can be easily inverted. Our 3-D model is based on several assumptions, in particular a linear law for the materials and a simplification of the machine geometry. It has been already largely and precisely presented in [1]; however, we describe here briefly its principle.

The external magnetic field created by the machine can be represented by three distinct distributions.

- 1) A distribution of normal magnetic dipoles \mathbf{T} (usually called double layer potential distribution) located on the average surface of the machine air gap. These dipoles are directly linked to the magnetic induction \mathbf{B} flowing in the air gap. For the geometry of a known machine, it is easy to find in the literature, analytical expression of the induction \mathbf{B} . Many references also provide these analytical expressions for failure operation modes [4].
- 2) A magnetic charge distribution q (usually called single layer potential distribution) located on the external surface of the stator (stator/air interface). These charges represent the flux leakage of the machine itself. They can be calculated by the following integral equation:

$$\frac{\mu_{1r} + 1}{\mu_{1r} - 1} q - \frac{1}{2\pi} \iint_{S_{\text{stator}}} q \frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{n}}{r^3} dS = 2(\mathbf{n} \cdot \mathbf{H}_0(\mathbf{T}, \mathbf{M})) \quad (1)$$

where μ_{1r} is the permeability of the stator and $\mathbf{H}_0(\mathbf{T}, \mathbf{M})$ is the field created by other sources (i.e., distribution of normal dipoles \mathbf{T} and magnetization distribution \mathbf{M} of the iron housing), \mathbf{r} is the vector linking a point of the stator surface to the integration point, \mathbf{n} is the outgoing normal of stator surface S_{stator} .

3) A magnetization distribution \mathbf{M} located in the iron housing. It represents the shielding effect of this one. The computation of these magnetizations can be made with a classical magnetic moment method [5]

$$\mathbf{M} - (\mu_{2r} - 1) \iiint_V \frac{\mathbf{M} \cdot \mathbf{r}}{r^3} dV = (\mu_{2r} - 1) \mathbf{H}_0(\mathbf{T}, q) \quad (2)$$

where μ_{2r} is the relative permeability of the iron housing, V is the volume of this one, and $\mathbf{H}_0(\mathbf{T}, q)$ is the field created by distribution of normal dipoles \mathbf{T} and charge distribution q .

The air gap surface, the stator surface S_{stator} , and the iron housing volume V are meshed. The external magnetic field of the machine is the sum of the field created by distribution of normal dipoles \mathbf{T} , charge distribution q , and magnetization distribution \mathbf{M} . This relation can be written thanks to a linear system

$$[A_T]\mathbf{T} + [A_q]q + [A_M]\mathbf{M} = \mathbf{B}_{\text{external}}. \quad (3)$$

Equations (1) and (2) can be solved thanks to a point matching approach. Thus, we get two new linear systems linking \mathbf{T} , q , and \mathbf{M} . By combining these two systems with system (3), we get a new linear system linking distribution of dipoles normal \mathbf{T} to external field $\mathbf{B}_{\text{external}}$

$$[A]\mathbf{T} = \mathbf{B}_{\text{external}} \quad (4)$$

where A matrix depends on the mesh, the material characteristics and the points where we want to compute the field (i.e., the sensors locations).

Equation (4) corresponds to a classical forward modeling. If we want to compute the field created by the machine, we have first to determine \mathbf{T} . For a healthy operation mode, its expression is known (flux in the air gap is a design parameter of the machine). It remains then to apply (4) to get the induction on sensors ($\mathbf{B}_{\text{external}}$) with a simple matrix multiplication.

III. INVERSE MODELING

We now consider the inverse approach. From the external magnetic field measurements, the aim is to determine the magnetic induction in the machine air gap. So, we consider that $\mathbf{B}_{\text{external}}$ is known by measurement and \mathbf{T} distribution has to be determined. We need then to solve the linear system (4).

Actually, the resolution of (4) cannot be so easy, because inverse problems can be classically ill-posed (matrix A can have a bad condition number). To overcome this problem, a good solution is to choose an optimal basis description for \mathbf{T} distribution.

The induction in the machine air gap (i.e., the \mathbf{T} distribution) can be represented with the following expression:

$$\mathbf{T}(\theta, t) = \langle \mathbf{T} \rangle + \sum_{i=1}^P T_i \cos(i\theta - \omega_i t). \quad (5)$$

This expression reminds us the classical expression of a rotating field in the air gap [4]. Note that $\langle \mathbf{T} \rangle$, which is the mean value of \mathbf{T} , is linked to the dissymmetry of ampere-turns of the rotor windings (further information will be given in Section IV).

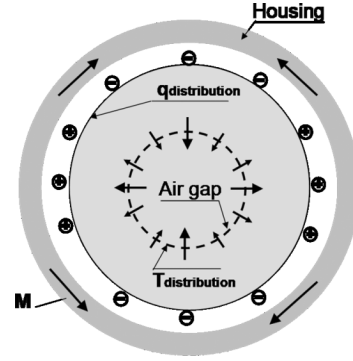


Fig. 1. Simplified model of a 4-pole electrical model with associated \mathbf{T} , q , and \mathbf{M} surface distributions; let us notice that the model is 3-D.

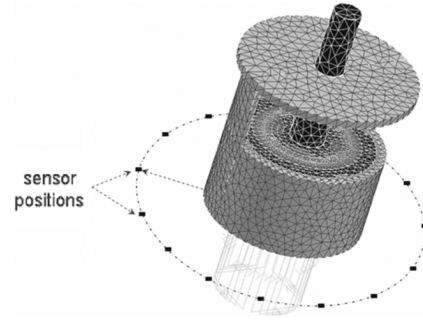


Fig. 2. 3-D homogenized FEM modeling of the machine with the magnetic sensor positions.

This basis description is very close to a Fourier expression and has the advantage to be orthogonal on the air gap surface. So, we can assume that it will be also the case in the space of radiated field. This property of orthogonality will then increase the robustness of the inversion process.

IV. FAULT DETECTION ON A NUMERICAL EXAMPLE

A. Numerical Measurements Generation

Twelve tri-axis magnetic sensors have been regularly set around a 4-pole synchronous machine (see Fig. 2). In this section, the proposed approach has been only tested numerically (i.e., external magnetic field measurements are simulated by a FEM). In our application, the machine is an alternator with no load operation mode. We must notice that the presence of fault removes a part of symmetries of the problem. The 3-D modeling thus becomes very heavy. To simplify the mesh, a 3-D homogenized approach is used [6]. As a consequence, the whole machine is modeled with a healthy operation mode and a rotor short-circuit fault (18/162 loops). The different simulated “measurements” and thus different $\mathbf{B}_{\text{external}}$ can be obtained.

B. Rotor Short Circuit Identification

Let us consider the basis functions of \mathbf{T} limited at the order 4 ($\langle \mathbf{T} \rangle$ and T_i with $i = 1, 2, 3, 4$). For symmetry reasons, only radial and orthoradial components are pertinent. We get then a linear system of 24 equations and 5 unknowns to determine. The basis description being orthogonal, (4) is solved thanks to pseudo-inversion based on a single value decomposition.

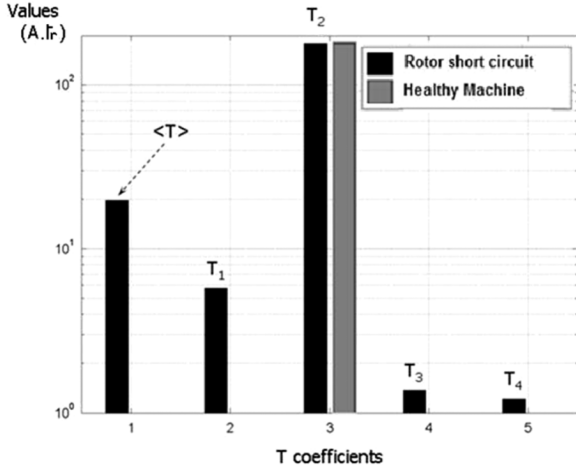


Fig. 3. Values of the first fifth \mathbf{T} coefficients obtained by solving the inverse problems (p is taken equal to 5 in (5))—healthy and rotor short-circuit cases.

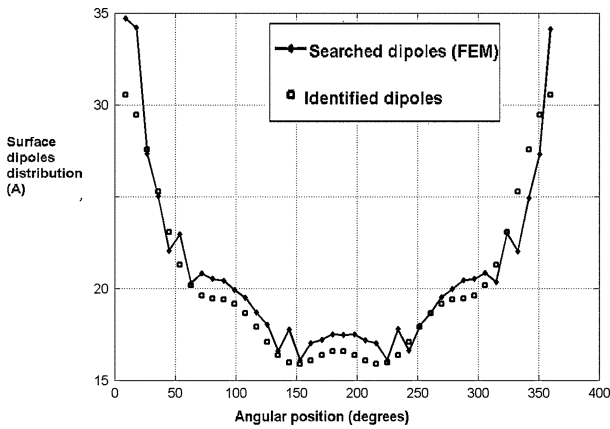


Fig. 4. Comparison between \mathbf{T} distribution directly computed by FEM forward modeling and the \mathbf{T} distribution identified thanks to inverse problem resolution. The curves represent the signature of the faults ($\mathbf{T}_{\text{healthy}} - \mathbf{T}_{\text{fault}}$).

By solving (4) with the different measurement vectors obtained by FEM at a given time t , we get the following \mathbf{T} distributions for each operation mode (healthy and rotor short circuit). Fig. 3 presents the coefficient obtained for both cases.

For the healthy operation mode, only one component appears (T_2). It corresponds to the 4 poles which are perfectly symmetric. For the short-circuit operation mode, new components appear (T_1 , T_3 , and T_4) and the mean value $\langle \mathbf{T} \rangle$ is not equal to 0. The appearance of these new components is typical of a fault signature. Thus, our approach allows us to detect it. We are going to see that it can also give an idea about its magnitude.

We now study more precisely the case of a rotor short circuit operation mode (the lost of about 10% of ampere-turns in one rotor pole). We have got a distribution of normal dipole \mathbf{T} coefficients and then the \mathbf{T} spatial distribution thanks to (5). This identified distribution can be compared with \mathbf{T} distribution directly obtained thanks to our FEM forward model, by computing directly the induction in the air gap. For a better illustration, Fig. 4 presents the difference between \mathbf{T} distribution obtained with the healthy operation mode and the short-circuit case.

Results present a really good agreement. We can conclude that our approach is reliable to reconstruct an accurate image

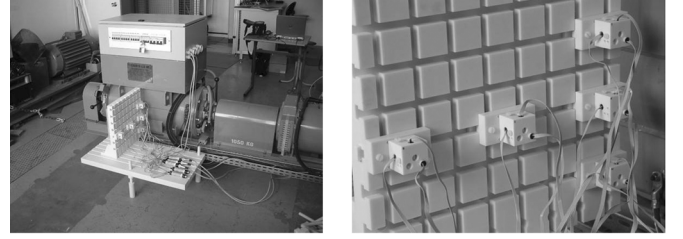


Fig. 5. Instrumentation of the machine with magnetic vector sensor system (fluxgate).

of the flux flowing in the air gap of the machine. Moreover, the identified curve can provide information about the importance of the fault. Let us come back to the definition of \mathbf{T} distribution. In fact, \mathbf{T} is the sum of \mathbf{T}_0 , representative of the rotor windings, and \mathbf{T}_{mat} , the reaction of the ferromagnetic material [1]. The divergence of the induction being free, $\langle \mathbf{T}_{\text{mat}} \rangle$ is always equal to zero. The mean value of \mathbf{T} is then equal to the mean value of ampere-turn of the windings. If there is not any short-circuit fault on the rotor, $\langle \mathbf{T}_0 \rangle$ is equal to zero like $\langle \mathbf{T} \rangle$. If now a short circuit appears, $\langle \mathbf{T} \rangle$ may help to quantify the number of short circuit turns.

Let us consider S_{fault} the surface of the short circuit coil and $n_{\text{sc_turns}}$ the number of short-circuit turns. We get

$$S_{\text{fault}} \times n_{\text{sc_turns}} I_{\text{rotor}} = S_{\text{airgap}} \times \langle \mathbf{T} \rangle. \quad (6)$$

I_{rotor} being the current flowing in the rotor, S_{airgap} being the total surface of the air gap, and $\langle \mathbf{T} \rangle$ being identified by inverse problem we can evaluate the product

$$S_{\text{airgap}} \times \langle \mathbf{T} \rangle = 2.51 \text{ A} \cdot \text{m}^2$$

and compare it to

$$S_{\text{fault}} \times n_{\text{sc_turns}} I_{\text{rotor}} = 2.67 \text{ A} \cdot \text{m}^2$$

with $S_{\text{airgap}} = 0.13 \text{ m}^2$, $S_{\text{fault}} = 0.0078 \text{ m}^2$, $n_{\text{sc_turns}} = 18$ and $I_{\text{rotor}} = 18 \text{ A}$, and the identified $\langle \mathbf{T} \rangle$ value equals to 19.8 A.

Both results are very similar (if we remember the number of assumptions done in our approach). It shows clearly the ability of the method to evaluate the importance of the fault. Let us notice that it is still difficult to discriminate several kinds of fault for which the product $S_{\text{fault}} \times n_{\text{sc_turns}}$ is the same. However, this discrimination seems to be possible by a shape analysis of the curve on Fig. 4. Moreover, let us notice that the fault localization can be simply carried out: a rotor position sensor makes it possible to set the \mathbf{T} distribution in the rotor reference, the peak value corresponding to the short circuit coil axis. As a consequence, our approach allows us the localization and the quantification of a short-circuit fault which is a significant improvement in comparison with existing diagnosis approaches.

V. FIRST EXPERIMENTAL VALIDATIONS OF FORWARD APPROACH

A real mock-up of synchronous machine (alternator, 30 kW, 4-poles) has been instrumented with a magnetic sensor system (fluxgates) coupled with a data acquisition chain (Fig. 5). This alternator allows to create rotor short circuits (18/162 loops on

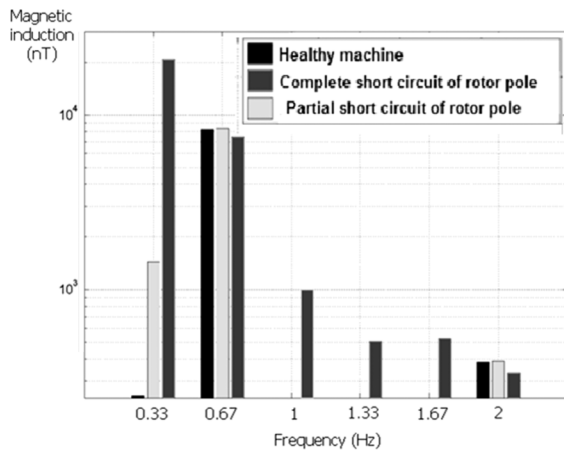


Fig. 6. Frequency spectrum of the flux leakage measured on one sensor. Comparison between healthy machine, partial rotor short-circuit, and complete pole short circuit.

one pole or one complete pole). The alternator excitation current has also been limited in order to operate within the linearity of materials. To limit the shielding effect of eddy currents, mainly located in the iron housing, we work at low rotation speed.

In a first step, the magnetic stray field is analyzed only on one sensor component. Fig. 6 shows the Fourier transform of the signal. For the healthy operation mode, a main frequency component appears at 0.67 Hz (corresponding to the pole rotation speed which is the double of the rotation speed—here 20 rd/min). The additional components at the other frequencies (in particular at the rotation frequency 0.33 Hz) are due to symmetry loss that occurs in case of rotor short-circuit fault. These specific spectrums are close to the one observed in the air gap: it is the image of the normal dipole distribution \mathbf{T} obtained on Fig. 3.

Our new integral model has already been compared to finite element method and presents a good accuracy [1]. Our goal is now to validate our forward modeling with experimental data.

However, above our electrical machine a ferromagnetic case has been added: It includes electrical connectors that allow us to create rotor short circuit. In presence of this ferromagnetic body, the field values on the sensors are modified. We have first to quantify its influence.

The machine has been modeled by FEM with its ferromagnetic housing and the top case. Fig. 7 shows the modulus of field on three radial sensors at different distances from the housing. We can see that results of the computation present a very good adequacy with the measurements. Our forward modeling approach is then reliable. However, we can see that the influence of the top case cannot be neglected. This element must be added to our integral model as it has already been done for the iron housing. Moreover, the presence of the top case prevents us from putting our sensors regularly around the machine. So it seems difficult to apply our approach as it. Further work will deal with the application of the method with such sensors configuration.

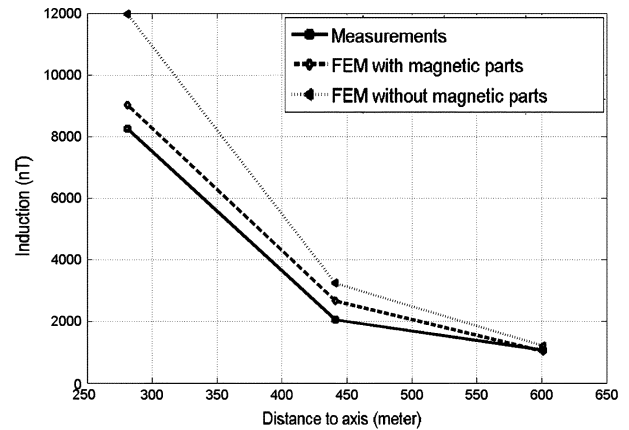


Fig. 7. Comparison of the field computation between FEM models and measurements (modulus of the magnetic field).

VI. CONCLUSION

In this paper, we have proposed an original approach for the faults diagnosis of electrical machines. The approach consists in placing several magnetic sensors around the machine and analyzing the leakage flux. Moreover, we proposed to use inverse problem theory to allow the quantification of the fault and its localization which is a significant improvement of existing approaches. This study has been numerically validated and seems to be very promising. The forward modeling has been experimentally validated. In spite of the presence of a top case that strongly influences the stray field a good accordance has been found. Further works will deal with the application of inverse approach to experimental data.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG) and the Labs federation ELESA.

REFERENCES

- [1] O. Chadebec, V.-P. Bui, L.-L. Rouve, and J.-L. Coulomb, "A fast model to predict the stray magnetic field created by electrical machines," in *Proc. CEFC 2006*, Miami, FL, May 2006.
- [2] O. Mun Kwon, C. Surussavadee, M. V. K. Chari, and S. Salon, "Analysis of the far field of permanent-magnet motors and effects of geometric asymmetries and unbalance in magnet design," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 435–442, Mar. 2004.
- [3] B. Froidurot, L.-L. Rouve, A. Foggia, J.-P. Bongiraud, and G. Meunier, "Magnetic discretion of naval propulsion machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 1185–1188, Mar. 2002.
- [4] P. L. Timar, *Noise and Vibration of Electrical Machines*. New York: Elsevier, 1989.
- [5] O. Chadebec, J.-L. Coulomb, and F. Janet, "A review of magnetostatic moment method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 515–520, Apr. 2006.
- [6] V.-P. Bui, O. Chadebec, L.-L. Rouve, and J.-L. Coulomb, "A homogenized FEM model to predict the stray magnetic field created by faulty electrical machines," in *Proc. CEFC 2006*, Miami, FL, May 2006.