



HAL
open science

MICRO CAPTEUR MAGNETIQUE DE MESURE DE COURANT ET TRAITEMENT INTEGRE

Aline Msaed

► **To cite this version:**

Aline Msaed. MICRO CAPTEUR MAGNETIQUE DE MESURE DE COURANT ET TRAITEMENT INTEGRE. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009. Français. NNT : . tel-00471458

HAL Id: tel-00471458

<https://theses.hal.science/tel-00471458>

Submitted on 8 Apr 2010

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.

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Institut polytechnique de Grenoble

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab)

dans le cadre de l'**Ecole Doctorale « Electrotechnique, Automatique, Télécommunication, Signal »**

présentée et soutenue publiquement

par

Aline Maroun MSAED

le 29 Septembre 2009

Titre :

**MICRO CAPTEUR MAGNETIQUE DE MESURE DE COURANT ET
TRAITEMENT INTEGRE**

Directeur de thèse : Jérôme DELAMARE

Co-encadrant : Olivier CHADEBEC

JURY

M. Alain FOUCARAN	, Président
M. Francisco ALVES	, Rapporteur
M. Jacek GIERALTOWSKI	, Rapporteur
M. Jérôme DELAMARE	, Directeur de thèse
M. Olivier CHADEBEC	, Co-encadrant
M. Jean Michel LEGER	, Examineur
M. Christian FERVEUR	, Examineur

*A ma famille,
Et A mon Mansour,*

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse ont été réalisés au laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab).

Tout d'abord, je tiens à remercier la direction du G2Elab et l'ensemble des personnels pour m'avoir permis de travailler dans d'excellentes conditions pendant toutes ces années.

Ensuite, je voudrais remercier tous les membres du jury :

- M. Alain FOUCARAN, Professeur à l'Université Montpellier II, pour m'avoir fait l'honneur de présider la soutenance de thèse.
- M. Jacek GIERALTOWSKI, Professeur à l'Université de Brest, qui a accepté la tâche délicate de rapporteur du mémoire de thèse. Je tiens à le remercier profondément pour les discussions scientifiques enrichissantes que nous avons menées sur Skype après ma soutenance.
- M. Francisco ALVES, Professeur à l'Université de Paris Sud/SUPELEC, qui a également accepté d'être rapporteur du mémoire de thèse. J'ai beaucoup apprécié l'intérêt qu'il a porté à ce travail et les commentaires pertinents qu'il a apporté.
- M. Jean Michel LEGER, Ingénieur au CEA de Grenoble, pour avoir accepté la tâche d'examineur et de relecteur, ainsi que pour ses remarques scientifiques qu'il a apporté le jour de ma soutenance.
- M. Christian FERVEUR, Ingénieur à Schneider Electric (EYBENS / Grenoble), pour avoir également accepté la tâche d'examineur et de relecteur, ainsi que pour ses commentaires avisés du point de vue de l'industrie.
- M. Jérôme DELAMARE, Professeur à l'Institut Polytechnique de Grenoble, pour m'avoir proposé ce sujet de thèse, ainsi que pour son expérience et rigueur scientifique.
- M. Olivier CHADEBEC, Chercheur CNRS, pour sa disponibilité dévouée à mon égard tout au long de ces trois ans. Je tiens à le remercier pour son suivi appliqué et consciencieux au quotidien.

J'adresse ma profonde reconnaissance à Olivier CHADEBEC pour sa patience et pour son écoute et conseils scientifiques. Un grand merci est insuffisant pour exprimer mon respect et mes remerciements à Olivier. C'est un homme qui travaille de tout cœur jusqu'au bout des bouts en respectant son entourage, en écoutant leurs problèmes et en essayant de les aider jusqu'à fond. Olivier, merci encore une fois pour toi et pour tout ton soutien. Merci aussi à Philippe LETHIEC, pour avoir été toujours disponible à

répondre à mes questions et à me donner des conseils pertinents. Merci aux membres de Schneider Electric et du CEA/LETI de Grenoble pour leur accueil et leur confiance renouvelée lors de ces années. Merci à Patrick Mas, Sébastien Buffat, Jean-Baptiste Albertini, Marcel Audoin, Henri Sibuet, Robert Cuchet, Thomas Jager, Arnaud Guibet, Yannick Vuillermet ...Merci à tous les ingénieurs, techniciens et mécaniciens du laboratoire pour avoir toujours été disponibles à me dépanner dans mes manip, et plus particulièrement à Manu et Dji-dji qui se sont occupés de mon système de mesure de courant.

Je remercie toutes les personnes qui font la vie du labo et que j'ai eu plaisir de côtoyer dans une ambiance conviviale pendant toutes ces années. Je pense en particulier à mes amis de l'équipe μ Systeme : Diana (merci énormément pour ton soutien, tu es un exemple d'une amie vraiment en Or), Christian, Louis C, Mikhael, Mouhammad, Louis S, Hichem, Lalao, Arnaud, Dan (merci énormément pour les discussions scientifiques et les corrections de l'Anglais), Paul, Hynek, et les permanents Orphée, Guylain et Gilbert...Je tiens également à remercier profondément Yasmine, Julien, Sihem, Asma, Dounia... pour leurs amitiés et leur soutien (Merci énormément pour le soin que vous avez apporté au pot le jour de ma soutenance)... Mes amies/amis Nada & Majdi, Maya & Mazhar, Georges & Lika et le petit Nicolas, Léna Abi Rached, Lina Tawk, Rabih & Jihane, Rana Jreij, ...La liste étant très longue, alors merci à vous toutes et à tous anciens et futurs docteurs pour les bons moments passés ensemble. J'espère que nous resterons en contact.

Mes remerciements se tournent maintenant à mon Dieu et à ma famille (Maroun & Najwa, Elie, Georges, Carine, Mireille et Mkhael) et à ma belle famille (Thérèse & Antonios (la pitié pour son âme), Wardé & Salim, Gada & koshaya et la petite blonde Maha) qui m'ont toujours soutenu et encouragé du mieux qu'elles pouvaient même si c'était à distance. Cette thèse est un peu la leur, aussi.

Et, enfin, un très grand MERCI à l'homme de ma vie, Mansour Antonios TAWK, pour son soutien affectif tout au long de ces années. Je n'oublierai jamais son aide, ses encouragements et ses sacrifices pendant la phase de rédaction du mémoire. Cette réussite, c'est grâce à toi aussi !!!

Table des matières

GLOSSAIRE.....	10
INTRODUCTION GENERALE.....	14
CHAPITRE 0. PRESENTATION SIMPLIFIEE DU CAHIER DES CHARGES	20
CHAPITRE I. ETAT DE L'ART DES CAPTEURS DE COURANT	25
I. Introduction	27
II. Capteurs de courant traditionnels	27
II.1. Shunt.....	27
II.2. Transformateur de courant.....	28
II.3. Capteur de courant à bobine de Rogowski	29
II.4. Conclusion sur les capteurs de courant traditionnels	30
III. Capteurs de courant par mesure de champ magnétique.....	30
III.1. Capteur de courant utilisant des concentrateurs de flux magnétique.....	31
III.2. Capteur de courant sans utilisation de concentrateur de flux magnétique.....	31
III.2.1. Structures de capteur de courant basées sur une mesure simple de champ magnétique.....	32
III.2.2. Structures de capteur de courant basées sur une mesure différentielle du champ magnétique.....	33
III.2.3. Conclusions	35
IV. Choix du capteur de champ magnétique	35
IV.1. Capteur magnétique de type fluxgate	36
IV.2. Fluxgates intégrés ou microfluxgate de CEA/LETI.....	37
IV.3. Comparatif des performances de différents types de capteurs de champ magnétique et choix	38
V. Conclusion.....	40
CHAPITRE II. ETUDE ANALYTIQUE DES TOPOLOGIES DE MESURE DE COURANT	42
I. Introduction	44
II. Topologies de mesure de courant monophasé.....	44
II.1. Rappel sur le calcul des composantes vectorielles de l'induction magnétique	44
II.2. Topologies de mesure de courant monophasé par mesures ponctuelles du champ magnétique	46
II.2.1. Mesure de courant par une mesure simple de champ magnétique	46
II.2.2. Mesure de courant par une mesure différentielle du champ magnétique.....	48
II.2.2.1 Capteurs magnétiques placés à très faibles distances entre eux.....	48

II.2.2.2 Capteurs magnétiques équidistants du courant à mesurer.....	49
II.2.2.3. Capteurs magnétiques positionnés au-dessus d'un conducteur en forme de U.....	50
II.2.2.4 Conclusion	51
II.2.3. Mesure de courant par une mesure double différentielle du champ magnétique	51
II.3. Conclusion sur les topologies de mesure de courant	52
III. Calcul d'erreurs relatives à la mesure de courant	54
III.1. Calcul d'erreur relative en fonction de la distance séparant les capteurs magnétiques	54
III.2. Calcul d'erreur relative due aux désalignements mécaniques entre les axes géométriques des capteurs de champ magnétique	57
III.3. Conclusion.....	60
IV. Généralisation au problème lié aux courants polyphasés.....	61
V. Conclusion.....	64
 CHAPITRE III. UTILISATION DE BLINDAGES MAGNETIQUES.....	 67
I. Introduction	69
II. Introduction au blindage magnétique	69
II.1. Blindage magnétique à basse fréquence	70
II.1.1. Analyse de la courbe de première aimantation	70
II.1.2. Perméabilité et induction à saturation des matériaux ferromagnétiques	71
II.2. Blindage magnétique à moyenne et haute fréquence	72
II.3. Conclusion	73
III. Mesure de courant en utilisant un blindage magnétique	74
III.1. Rappel sur la structure de capteur de courant choisie et sur les données du cahier des charges.....	75
III.2. Modélisation par la méthode des éléments finis et procédure d'inversion	75
III.3. Mesure des courants en utilisant un blindage magnétique	78
III.3.1. Blindage magnétique simple	78
III.3.2. Blindage magnétique rectangulaire	80
III.3.3. Blindage magnétique cylindrique.....	82
III.4. Conclusion.....	83
IV. Conclusion	84
 CHAPITRE IV. REALISATION EXPERIMENTALE MACROSCOPIQUE D'UN CAPTEUR DE COURANT BASE SUR UNE MESURE DE CHAMP DIFFERENTIELLE.....	 86
I. Introduction	88
II. Validation expérimentale de la structure choisie de capteur de courant	88

II.1 Présentation des moyens expérimentaux	88
II.2. Premiers résultats expérimentaux et problèmes rencontrés lors de l'utilisation de deux capteurs magnétiques distincts	89
II.3. Conclusion	92
III. Nouvelle structure de capteur de courant	93
III.1. Structure du capteur magnétique fluxgate différentiel	93
III.2. Principe de fonctionnement	94
III.2.1. En absence de champ magnétique extérieur au capteur.....	94
III.2.2. En présence d'un champ magnétique uniforme.....	96
III.2.3. En présence d'un champ magnétique non uniforme - mesure de courant	97
III.2.4. Influence du cycle d'hystérésis sur la réponse du capteur de courant	99
III.2.5. Calcul analytique de la réponse du capteur de courant.....	101
III.3. Validation expérimentale de la nouvelle structure de capteur de courant	108
III.3.1. Fabrication du capteur fluxgate différentiel	108
III.3.2. Présentation des moyens expérimentaux	109
III.3.3. Mesure de courant en utilisant la nouvelle structure de capteur de courant	110
III.3.4. Réjection des perturbations extérieures	114
III.4. Modélisation de la structure de capteur de courant sous Flux 2D	116
III.4.1. Description de la structure étudiée sous Flux2D	116
III.4.2. Comportement magnétique du noyau sous l'effet du courant d'excitation	119
III.4.3. Mesure de courant sous Flux2D	120
III.4.4. Conclusions sur la modélisation de la nouvelle structure du capteur de courant.....	124
III.5. Généralisation de la nouvelle structure de capteur de courant pour une mesure de courant triphasé homo ou hétéro polaire.....	125
IV. Conclusion	126
CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....	128
BIBLIOGRAPHIE	132
LISTE DES BREVETS ET DES PUBLICATIONS PERSONNELLES.....	138
ANNEXE	141

GLOSSAIRE

Bande passante

La bande passante est l'intervalle de fréquences pour lesquelles la réponse d'un capteur est supérieure à un minimum.

Courant de réglage

Le courant de réglage (noté I_r dans le texte) est le courant maximal que peut supporter le disjoncteur sans déclenchement. Dans notre application, il peut varier de 0.1A à 5A.

Choc magnétique

Le choc magnétique est le fait d'imposer un champ magnétique intense au voisinage du capteur. Dans notre application, ce champ intense est généré par un courant de 8kA traversant un conducteur situé à 1cm du capteur. Ce champ intense induit une saturation momentanée du capteur. Un capteur qui résiste au choc magnétique doit impérativement retrouver le point de fonctionnement initial après disparition de ce champ (offset et gain).

Dérive thermique

La dérive thermique est la modification d'un résultat de la mesure qui est due à la variation de la température.

Erreur de mesure

L'erreur de mesure (ou imprécision de mesure) est la différence entre la valeur théorique réelle (vraie) et la valeur mesurée (ou calculée).

Gamme de mesure

La gamme de mesure d'un capteur constitue le domaine de variation possible de la grandeur à mesurer tout respectant les spécifications du capteur. Elle est définie par les deux valeurs extrêmes minimales et maximales que peut mesurer le capteur.

Isolation galvanique

L'isolation galvanique représente l'absence de circulation de courant entre deux circuits. Dans notre cas, il s'agit d'une absence de connexion entre le conducteur portant le courant à mesurer et le circuit permettant la mesure de champ magnétique.

Offset

L'offset ou tension d'offset représente la tension fournie par un capteur de champ magnétique lorsqu'il est placé dans un champ nul.

Précision

La précision d'un capteur est le pourcentage d'erreur de son signal de sortie par rapport à la vraie valeur.

Résolution

La résolution d'un capteur est le plus petit écart entre deux valeurs de la grandeur à mesurer tel que le capteur en donne en sortie une mesure différente.

Réjection des champs perturbateurs magnétiques

La réjection des champs perturbateurs magnétiques consiste à ne prendre en compte que le champ utile (celui effectivement créé par le conducteur portant le courant à mesurer) des champs perturbateurs créés par les sources électromagnétiques extérieures.

Robustesse

Un capteur est robuste s'il maintient ses performances quelque soient les changements des conditions de son fonctionnement.

Sensibilité ou gain

La sensibilité exprime la variation du signal de sortie d'un capteur en fonction de la variation du signal d'entrée. Dans le cas où la valeur d'entrée est de même nature que la valeur de sortie, la sensibilité est appelée gain.

Topologie

Les topologies représentent les différents agencements spatiaux de capteurs de champ magnétique et de conducteurs.

INTRODUCTION GENERALE

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit se sont déroulés dans le cadre du projet « Smart Electricity » du pôle de compétitivité MINALOGIC. L'objectif de ce projet est la réalisation de tableaux électriques intelligents mariant les domaines de l'électricité, des automatismes et de la communication.

Le tableau électrique représente, dans les architectures de distribution électrique, l'endroit où sont regroupés les dispositifs de protection, de contrôle et de mesure de l'énergie. La maîtrise de l'énergie électrique et les services qui y sont associés requièrent aujourd'hui une évolution majeure de ce tableau. Celui-ci doit devenir communicant et être à même de fournir de nouvelles fonctionnalités pour s'inscrire dans un système d'information global. Ce nouveau tableau électrique, qualifié d'« intelligent », doit être doté de produits cœurs de protection, de fonctions de mesure, de contrôle et de gestion des sources et des charges. Il sera basé sur de l'électronique miniaturisée et du logiciel très bas niveau, substitués progressivement par des puces dédiées. Le projet Smart Electricity Foundation vise à mettre en place les premières briques technologiques contribuant au développement et à l'industrialisation de ce nouveau dispositif.

Smart Electricity est composé de cinq sous projets qui sont :

- SIM (Système d'Interface Mécatronique) qui vise à intégrer de nouvelles fonctions au sein de l'appareillage électromécanique,
- MILOTI (Modules d'Intégration de LOGiciels de Télécommandes Innovants) qui a pour objectif d'enrichir le tableau de fonctions de communication innovantes,
- IT-CW (Instrumentation Tableau – Contrôle Wireless) qui doit permettre au tableau de communiquer via un protocole de communication sans fil,
- Gateway (passerelle de communication) qui permet d'offrir de nouveaux services internet dédié à la distribution électrique,
- MICOTI (Micro capteurs de mesure de COurant et Traitement Intégré) qui est le sous projet qui nous intéresse tout particulièrement dans ce travail de thèse. Le but de MICOTI est d'étudier et de développer des capteurs de courant en technologie microsystème avec traitement du signal embarqué.

La mesure de courant est un domaine clé car cette fonction est à la base des appareillages de protection, de commande et de contrôle industriel. L'objectif principal du projet MICOTI

est la dissémination des capteurs de courant. Pour cela, il est nécessaire de progresser sur la réduction de la taille des capteurs de courant et de leurs coûts. Deux principes de mesure de courant sont étudiés dans ce projet. Le premier principe est basé sur la mesure de courant par shunt isolé, en réalisant des coupleurs à base de microtechnologies. Le deuxième, directement en rapport avec ces travaux de thèse, consiste en la mesure de courant par détection du champ magnétique, ceci en disposant des micro-capteurs de champ à proximité d'un système de conducteurs parcourus par les courants à mesurer. L'attendu majeur du projet pour les deux technologies est la forte miniaturisation par intégration et donc un coût réduit dans le cas de production à grandes échelles.

Durant ces travaux de thèse, nous avons travaillé avec deux partenaires qui sont Schneider Electric, un des principaux fabricants mondiaux de matériel électrique, et le CEA/LETI de Grenoble, spécialisé dans les micro et nano technologies. Le rôle de Schneider Electric est d'établir les spécifications, de guider les développements et d'assurer la validité fonctionnelle des prototypes. Le CEA/LETI dont le savoir faire dans l'intégration de micro-capteurs magnétique du type fluxgate est très important doit réaliser l'intégration finale du capteur de courant. Cette intégration doit inclure les conducteurs parcourus par le courant à mesurer, les micro-capteurs de champ magnétique réalisés sur Silicium et l'électronique de traitement associée. Notre laboratoire, le laboratoire de génie électrique de Grenoble (G2Elab), apporte ses compétences dans le domaine de la conception, de la modélisation et de la miniaturisation des systèmes électromagnétiques. Son rôle dans le projet consiste à proposer des solutions innovantes pour la réalisation de ces nouvelles structures de capteurs de courant. C'est dans ce contexte que se situent ces travaux de thèse.

Comme nous l'avons déjà évoqué, il s'agit, dans ce projet, de réaliser une mesure de courant à partir de mesures de champs magnétiques. La difficulté principale d'un tel objectif est que les capteurs de courant doivent être placés dans un tableau électrique. Or, ce tableau est parcouru par une multitude de conducteurs divers et variés, tous sources potentielles de perturbations électromagnétiques susceptibles d'affecter la mesure. L'enjeu de cette thèse n'est donc pas, comme on pourrait l'imaginer à première vue, de développer une instrumentation magnétique sophistiquée et extrêmement précise associée à un conducteur traversée par un courant dans l'objectif de la mesurer. Il s'agit en fait de développer un capteur de courant d'une précision raisonnable basé une mesure de champ très peu sensible aux perturbations électromagnétiques extérieures. La structure devra de plus être simple,

posséder un nombre de capteurs limité, facilement intégrable et miniaturisable et donc permettre sa production de masse à un coût très faible. Dans ce mémoire, nous allons proposer une solution innovante pour répondre à cette problématique.

Le chapitre 0 propose une présentation simplifiée du cahier des charges qui nous a été proposé par Schneider Electric. Il permet de juger de sa sévérité en particulier en ce qui concerne les attentes en terme de performance de réjection des perturbations électromagnétiques.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter les différents principes de mesure de courant allant des capteurs traditionnels (les shunts, les transformateurs et les bobines de Rogowski) jusqu'au capteur de courant basé sur la mesure de champ magnétique. Nous présenterons également la technologie fluxgate de mesure de champ magnétique qui a été retenue pour le projet. Ce choix sera justifié.

Le second chapitre porte sur les topologies de mesure de courant à partir d'une détection ponctuelle du champ magnétique sans l'utilisation de concentrateur de flux magnétique. Nous allons analyser ces topologies en termes de complexité et de capacité à rejeter les perturbations magnétiques extérieures. Pour cela, nous étudierons l'influence d'un champ perturbateur créé au voisinage du système de mesure de courant en prenant compte des cas décrits dans le cahier des charges. Cette étude théorique va nous permettre de choisir la structure de capteur de courant qui nous semble la plus pertinente pour notre application. Celle-ci sera basée sur une mesure différentielle du champ magnétique.

Cependant, nous verrons que cette solution ne permet pas de répondre entièrement au cahier des charges. Nous nous intéresserons donc, dans le troisième chapitre de ce mémoire, à l'utilisation de blindages magnétiques pour limiter l'influence des perturbations magnétiques extérieures. Plusieurs formes de blindage seront associées à notre solution pour évaluer leurs performances. Cette étude sera réalisée par des modélisations par la méthode éléments finis. Nous verrons alors qu'il semble possible de respecter le cahier des charges qui nous a été proposé.

Enfin, dans le quatrième chapitre, nous aborderons la validation expérimentale de ces travaux. Il s'agira de mettre en œuvre et de tester la solution retenue au chapitre II. Comme

déjà évoqué, cette structure est basée sur une mesure différentielle de champ magnétique. En utilisant deux capteurs magnétiques distincts, nous verrons que nous sommes confrontés à des problèmes de désalignements mécaniques et magnétiques très importants lors de la réalisation expérimentale. Ces désalignements vont affecter dramatiquement la réjection des perturbations. Une solution innovante sera alors proposée. Elle consiste à utiliser un seul dispositif magnétique muni de deux bobines de détection. Comme nous allons le voir, cette solution va nous permettre de supprimer les problèmes issus de l'utilisation de deux capteurs magnétiques distincts. Cette solution finale répondra de façon satisfaisante aux exigences initiales que nous nous étions fixées.

Le manuscrit se terminera par les traditionnelles conclusions et perspectives.

**Chapitre 0. Présentation simplifiée du
cahier des charges**

Au démarrage du projet MICOTI, il a été décidé d'associer le capteur de courant à une fonction de protection, c'est-à-dire un disjoncteur. Ce choix peut sembler restrictif par rapport à l'ambition du projet SmartElectricity. Il faut pourtant noter que la volonté était de se donner un objectif concret et ainsi de positionner notre capteur par rapport à des technologies déjà existantes. Un cahier des charges nous a donc été fourni par Schneider Electric. Ce cahier des charges est très détaillé et en partie confidentiel, sa présentation complète ne sera donc pas fournie dans ce document. De plus, elle ne présenterait pas d'intérêt dans le cadre d'une thèse de doctorat. Il est par contre important de préciser ses principales caractéristiques puisque nos travaux en sont directement dépendants.

Le courant de réglage I_r est le courant maximal que peut supporter un disjoncteur sans déclenchement. D'après le cahier des charges, le disjoncteur associé au capteur possède un courant de réglage allant d'une valeur minimale de 0,1 A à une valeur maximale de 5 A. L'application proposée par Schneider Electric, que nous ne détaillerons pas dans ce texte, impose une mesure du courant I_c 15 fois supérieure au courant de réglage ($I_{\max}=15I_r$). De ce fait, la gamme de mesure du capteur de courant est importante et varie de 0,1 A à 75 A. De plus, ce capteur doit mesurer un courant allant du continu jusqu'à l'harmonique 9 du 50Hz, c'est-à-dire 450 Hz. Enfin, la mesure doit être triphasée.

Le capteur de courant à réaliser doit avoir des dimensions millimétriques ($45 \times 20 \times 30 \text{ mm}^3$). Les conducteurs seront intégrés dans le capteur de courant et dimensionnés par leur tenue thermique. Leur section sera de l'ordre du 1 mm^2 afin de pouvoir subir un pic de courant d'intensité 1 kA (courant de court-circuit) pendant 10 ms. Dans ce cas, en supposant un échauffement adiabatique, l'élévation de température du conducteur est de 60 K (les détails de ce calcul sont présentés en annexe A). Enfin, le volume imposé nous permet d'espacer les trois conducteurs d'une distance voisine de 1 cm (voir Figure 0-1).

Comme déjà évoqué, ce capteur de courant sera localisé dans un tableau électrique. Il sera donc placé à proximité de plusieurs dispositifs susceptibles de le perturber magnétiquement. Nous considérerons que des conducteurs perturbateurs parcourus par des courants de fortes intensités I_p seront situés très proches de notre capteur. La distance minimale retenue pour ces conducteurs est de 1cm (Figure 0-1).

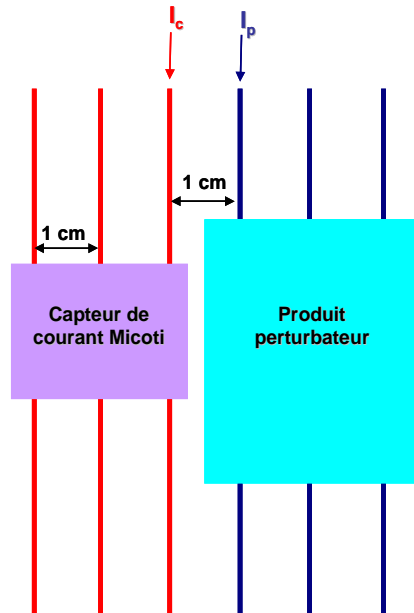


Figure 0-1. Le capteur de courant placé proche d'un produit perturbateur.

Dans un environnement perturbé par des dispositifs fonctionnant à leur régime nominal, l'erreur de mesure doit être inférieure à 2 % du courant de réglage. Dans ce cas, le conducteur perturbateur sera parcouru par un courant de 32 A. L'erreur pourra atteindre 50 % pour le conducteur perturbateur parcouru par un courant de 320 A. De plus, ce même conducteur perturbateur pourra être traversé pendant 10 millisecondes par un courant très intense de 8 kA. Dans ce cas, le capteur de courant ne doit pas interpréter cette perturbation comme un courant le traversant supérieur à 10 fois le courant de réglage (pour $I_{r_min} = 0,1$ A, $I_{mesuré}$ doit rester inférieur à 1 A). Notons que les chocs magnétiques engendrés par ces courants forts ne doivent pas endommager notre capteur de courant.

Le tableau suivant résume les exigences du cahier des charges lors de mesure du courant de réglage minimal ($I_{r_min} = 0,1$ A) :

Courant perturbateur I_p	Précision
32 A	2 %
320 A	50 %
8 kA	$I_{mesuré} < 1$ A

Ce cahier des charges est extrêmement sévère et très difficile à mettre en œuvre puisqu'il conduit à mesurer des champs créés par des courants dont les valeurs s'étendent de 0,1 A à 75

A avec une précision de 2% dans un espace fortement perturbé magnétiquement. De plus, le capteur doit être industrialisable avec un objectif de coût avoisinant l'euro pour la mesure de chaque phase.

Chapitre I. Etat de l'art des capteurs de courant

I. Introduction

Ce chapitre propose aux lecteurs une introduction à la mesure de courant et en particulier à la mesure de courant par détection du champ magnétique sans utilisation de concentrateur de flux d'induction. Nous allons tout d'abord expliquer brièvement les principes des différentes technologies de mesure de courant en indiquant leurs avantages et leurs limites d'utilisation. Les avancées actuelles seront présentées en donnant des exemples de produits industriels ou des résultats de travaux de recherche.

L'intérêt de ce chapitre est d'offrir aux lecteurs une présentation non exhaustive de ces différentes technologies. Il est à noter que la plupart des systèmes présentés ont été réalisés sur des prototypes ou des produits non intégrés. Nous nous efforcerons donc tout au long de ce chapitre d'analyser les différentes technologies de mesure de courant, en fonction de leurs difficultés d'intégration et de leurs performances (précision, mesure de courant alternatif et continu, isolation galvanique, ...).

Les différentes technologies de mesure de courant peuvent être classées en deux grandes catégories : la mesure de courant traditionnelle (à l'aide d'un shunt, d'un transformateur et d'une bobine de Rogowski) et la mesure de courant par détection du champ magnétique. Nous présenterons les deux approches, leurs avantages et inconvénients. Nous finirons ce chapitre en évoquant le choix de la technologie fluxgate pour la mesure du champ. Ce choix, imposé dans le cadre du projet, sera justifié.

II. Capteurs de courant traditionnels

Parmi les capteurs de courant traditionnels nous connaissons les shunts, les transformateurs de courant et les bobines de Rogowski. Dans ce paragraphe, nous allons décrire leurs principes de fonctionnement ainsi que leurs avantages et leurs limites d'utilisation.

II.1. Shunt

La mesure du courant à l'aide d'un shunt est une méthode très classique. En branchant un voltmètre en parallèle sur un shunt, nous pouvons mesurer la chute de tension créée par celui-ci, et par suite calculer l'intensité du courant en utilisant la loi d'Ohm. Un shunt se caractérise par la tolérance de sa résistance, par le courant maximum qu'il peut supporter en continu et par le coefficient de dérive en température. Les shunts possèdent une très grande précision et

permettent la mesure de courant continu et alternatif. En général, une mesure de courant au moyen d'un shunt classique constitue une bonne solution si les limitations introduites par le shunt sont acceptables dans l'application. Les principales limitations de la mesure de courant souvent rencontrées sont les suivantes : pertes Joules et mauvaise isolation galvanique. En effet, les pertes Joules augmentent proportionnellement au carré de l'intensité du courant, ce qui entraîne des problèmes de refroidissement pour le cas de mesure des courants élevés [FAV – 2004].



Figure I-1. Shunt coaxial avec une plaque d'isolation [BIL - 2003].

Enfin, un shunt peut être séparé du circuit de mesure par transformateur ou coupleur optoélectronique. Une telle solution est étudiée par un autre groupe de travail [CAD¹-2008 et CAD²-2008] dans le cadre du projet MICOTI. Elle consiste en la mesure du courant par shunt isolé en utilisant des coupleurs inductifs à base de microtechnologie avec isolation galvanique. Ces coupleurs permettent de transmettre le signal issu du shunt et de tenir des tensions allant jusqu'à plusieurs kV.

II.2. Transformateur de courant

Le transformateur de courant traditionnel comprend des bobines primaires et secondaires enroulées sur un circuit magnétique. Il délivre un courant au secondaire proportionnel au courant primaire. Le secondaire du transformateur est isolé galvaniquement du primaire. Un transformateur est défini par son rapport de transformation, sa puissance et sa classe de précision qui est choisie en fonction du cas de l'utilisation [FON - 2001]. Afin de ne pas perturber le circuit à mesurer, son impédance doit être la plus faible possible. Pour diminuer l'inductance parasite, il est généralement bobiné sur un noyau magnétique torique.



Figure I-2. Exemple de transformateur torique.

Les transformateurs de courant sont robustes et assurent une bonne isolation galvanique. Toutefois, leur utilisation est limitée dans certains cas à cause des phénomènes de saturation et d'hystérésis qu'ils présentent. Un transformateur de courant saturé délivre un signal qui n'est plus sinusoïdal et sa précision ne peut plus être garantie [TEY - 1993]. De plus, les problèmes de pertes thermiques sont parfois non négligeables, surtout à fréquence élevée. Un autre inconvénient des transformateurs de courant est qu'ils sont inutilisables si l'on désire mesurer des courants continus ce qui est une des fonctions imposées par le cahier des charges.

II.3. Capteur de courant à bobine de Rogowski

Les capteurs de courant à bobine de Rogowski sont des capteurs de courants alternatifs ne possédant pas de circuit magnétique. Ils sont constitués généralement d'enroulements primaire et secondaire, d'un support de bobinage secondaire formé par un matériau non ferromagnétique et d'un blindage magnétique. Ce dernier a pour rôle de protéger le bobinage des perturbations magnétiques extérieures au capteur. La figure (Figure I-3) montre le principe de fonctionnement de ces capteurs. Le courant I à mesurer crée un champ parcourant les spires du bobinage secondaire. En appliquant le théorème d'Ampère, la tension obtenue aux bornes de l'enroulement secondaire est par suite proportionnelle à la dérivée par rapport au temps du courant I à mesurer.

Ces capteurs ne possèdent pas de noyau magnétique, ils ne sont donc pas soumis aux phénomènes de saturation ou d'aimantation rémanente, ce qui leur confère une excellente linéarité dans une large plage de courant et une immunité vis-à-vis des chocs magnétiques. En revanche, ils ne permettent pas la mesure de courants continus et ont une taille et un coût de fabrication élevés en comparaison aux autres capteurs de courant. D'autre part, la précision de mesure de courant est affectée par la position du câble primaire, parcouru par le courant à mesurer, dans le trou de passage ainsi que par les champs extérieurs au capteur de courant (comme par exemple ceux créés par des câbles adjacents).

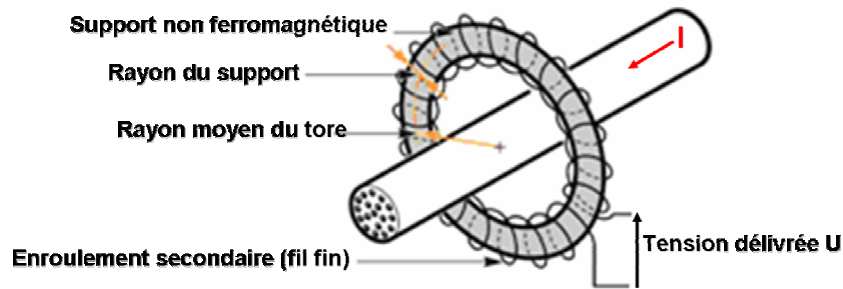


Figure I-3. Schéma de principe de fonctionnement d'un capteur de courant à bobine de Rogowski.

Afin de réduire la taille et le coût de fabrication de ces capteurs, plusieurs variantes des capteurs à bobines de Rogowski ont été développées mais elles sont peu utilisées industriellement. Une exception est la technologie planaire proposée par la société LEM [LEM], qui présente une remarquable sensibilité et une bonne robustesse aux perturbations extérieures. Cependant, elle garde une taille centimétrique.

II.4. Conclusion sur les capteurs de courant traditionnels

Nous avons vu qu'un shunt présente l'intérêt de pouvoir mesurer des courants continus et alternatifs avec une bonne précision. Cependant, son utilisation a été souvent limitée à cause des pertes Joules et de la mauvaise isolation galvanique. Pour assurer une mesure de courant avec une bonne isolation galvanique en utilisant un shunt, une solution consiste à utiliser des coupleurs inductifs. Cette solution est étudiée dans le cadre de MICOTI et donne lieu à d'autres travaux de recherche qui ne seront pas évoqués dans ce document. Les transformateurs de courant et les capteurs de courant à bobine de Rogowski présentent quant à eux une bonne isolation galvanique mais ils sont dans l'impossibilité d'assurer une mesure de courant continu. D'autre part, leur géométrie conduit à des difficultés de réalisation quand on désire les intégrer (difficultés liées à l'intégration et au positionnement du conducteur principal à l'intérieur des bobines).

III. Capteurs de courant par mesure de champ magnétique

Dans ce paragraphe, nous allons maintenant étudier les capteurs de courant mais basés sur le principe de la détection du champ magnétique. Ces capteurs de courant permettent la mesure des courants alternatifs et continus. De plus, ils assurent une bonne isolation galvanique. Il existe deux grands types de capteurs de courant permettant de mesurer des champs magnétiques : les capteurs de courant utilisant des concentrateurs de flux magnétique (présence d'un circuit magnétique) et les capteurs de courant sans concentrateur de flux

magnétique. Dans ce qui suit, nous commenterons leurs précisions, leurs complexités de fabrication ainsi que leurs possibilités d'intégration.

III.1. Capteur de courant utilisant des concentrateurs de flux magnétique

Ces capteurs de courant sont composés d'un circuit ferromagnétique positionné autour d'un conducteur porteur du courant à mesurer et d'un capteur magnétique (le plus souvent un capteur magnétique à effet de Hall) localisé dans un entrefer. L'objectif du circuit est d'augmenter l'induction générée par le courant à mesurer. Cette solution permet ainsi de maximiser le signal utile par rapport à celui généré par les sources électromagnétiques perturbatrices. Le capteur est placé dans l'entrefer du circuit magnétique (Figure I-4) et fournit une tension proportionnelle au champ magnétique qui est généré par le courant à mesurer. Cette tension délivrée par le capteur magnétique sera traitée et amplifiée avant d'être fournie en sortie du capteur de courant.

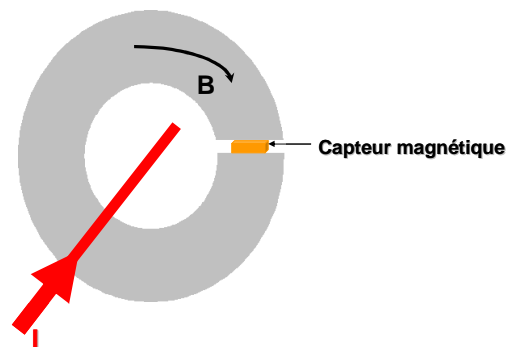


Figure I-4. Capteur de courant utilisant un concentrateur de flux magnétique.

Ces capteurs de courant présentent des avantages en terme d'isolation galvanique et de mesure de courant alternatif et continu. Toutefois, ils conduisent également à des problèmes de précisions. Ceux-ci sont principalement dus à la non linéarité magnétique (saturation du circuit magnétique). Ajoutons que ces capteurs peuvent s'échauffer avec des courants de haute fréquence du fait des pertes par hystérésis et l'apparition de courants de Foucault. Enfin, le circuit magnétique nécessaire pour la concentration du champ magnétique et la présence du conducteur le traversant rend l'intégration de ce type de capteurs difficile.

III.2. Capteur de courant sans utilisation de concentrateur de flux magnétique

Ces capteurs de courant sont formés uniquement par les conducteurs traversés par les

courants à mesurer et par les capteurs de champ magnétique. Ces structures peuvent être d'une grande simplicité (un simple capteur au voisinage d'un conducteur), par contre leur inconvénient principal est qu'ils sont excessivement sensibles aux champs magnétiques perturbateurs puisque le champ utile n'est pas maximisé. Le rapport signal sur bruit peut donc être très défavorable.

Pour limiter l'influence de ce problème, des solutions ont été récemment imaginées. Elles proposent des agencements astucieux de conducteurs et/ou de capteurs pour limiter l'influence des perturbations extérieures. Dans ce paragraphe, nous allons présenter ces structures trouvées lors de l'étude bibliographique. La plupart sont basées sur une simple mesure de champ magnétique d'autres, plus originales, sont basées sur une mesure différentielle.

III.2.1. Structures de capteur de courant basées sur une mesure simple de champ magnétique

Puisqu'un capteur magnétique est incapable de distinguer les champs utiles à mesurer des champs perturbateurs, des solutions consistent à augmenter le nombre des capteurs magnétiques [HOH – 2000, CHE – 2006 et BAU - 2001] autour des courants à mesurer. En effet, si les perturbations ont une espérance nulle, leur influence sera fortement minimisée par l'utilisation d'un nombre important de capteurs.

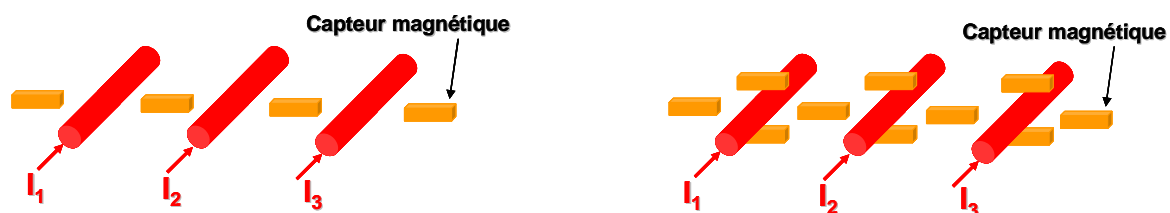


Figure I-5. Positionnement en 3D de plusieurs capteurs magnétiques à proximité des conducteurs traversés par les courants à mesurer.

Cet ajout de capteurs magnétiques va augmenter les dimensions ainsi que le prix du capteur de courant. De plus, cette solution ne permet pas toujours d'assurer une bonne précision de mesure de courant lorsque le capteur est placé à proximité de conducteurs perturbateurs traversés par de forts courants. De ce fait, ces solutions sont très souvent couplées à des blindages magnétiques très performants. Le nombre de couches du blindage magnétique ainsi que son épaisseur dépendent de l'environnement du capteur et donc de l'application. Un exemple récent de capteur de courant triphasé utilisant un capteur de champ magnétique pour chaque conducteur et plusieurs couches de blindage magnétique a été décrit

dans la référence [KUD - 2007].

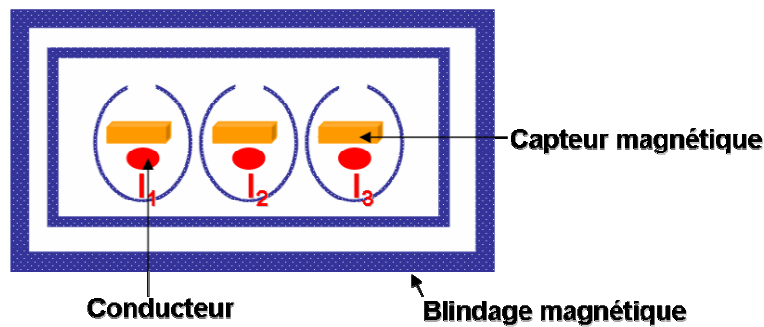


Figure I-6. Structure d'un capteur de courant triphasé utilisant un capteur de champ magnétique pour chaque phase et un triple blindage [KUD – 2007].

La couche interne de blindage a pour but de réduire les perturbations magnétiques qui existent entre les courants des phases, alors que le rôle des deux autres couches (formes rectangulaires) est d'empêcher les perturbations extérieures au capteur de pénétrer au cœur du système de mesure de courant. La structure de capteur de courant résultante est ainsi relativement compliquée et exige différentes étapes lors de son intégration. Ceci rend le capteur de courant complexe à fabriquer et donc certainement onéreux même si aucun chiffrage n'est effectué dans la référence.

III.2.2. Structures de capteur de courant basées sur une mesure différentielle du champ magnétique

Ces structures de capteur de courant nécessitent l'utilisation de deux capteurs de champ magnétiques pour chaque courant à mesurer. Ces deux capteurs magnétiques peuvent être positionnés différemment à proximité du courant à mesurer. Une structure de capteur de courant consiste à placer les deux capteurs magnétiques à faible distance entre eux (la distance entre les deux capteurs de champ est très faible en comparaison de la distance séparant les courants à mesurer) et à proximité du conducteur parcouru par le courant à mesurer [JUD - 2001] (Figure I-7). Vu que les deux capteurs magnétiques sont très proches l'un de l'autre, ils mesureront ainsi la même valeur du champ magnétique perturbateur (à la condition que celui-ci puisse être considéré uniforme). La différence des signaux de sortie des capteurs permet donc de rejeter en partie les perturbations magnétiques. Notons que ce système s'apparente à une mesure de gradient.

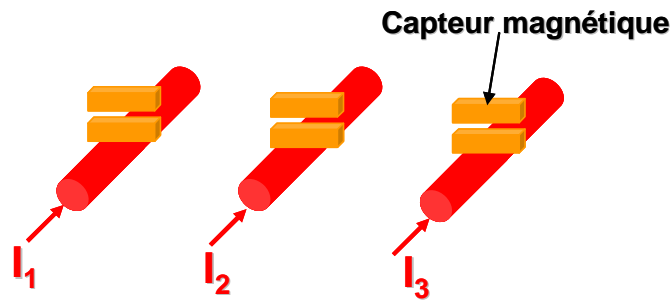


Figure I-7. Structure d'un capteur de courant formé par deux capteurs magnétiques placés à faibles distances entre eux (la distance entre les capteurs de champ est très faible par comparaison à celle séparant les conducteurs des phases) et à proximité de chaque courant à mesurer.

Une autre structure de capteur de courant consiste à disposer deux capteurs magnétiques équidistants du conducteur traversé par le courant à mesurer [HEB - 2003, MAN – 2001 et FRI - 2004] (Figure I-8). Théoriquement, cette structure permet également de s'affranchir des perturbations magnétiques uniformes extérieures par soustraction. Elle possède également l'avantage de réaliser la somme de deux champs plutôt que d'en faire la différence.

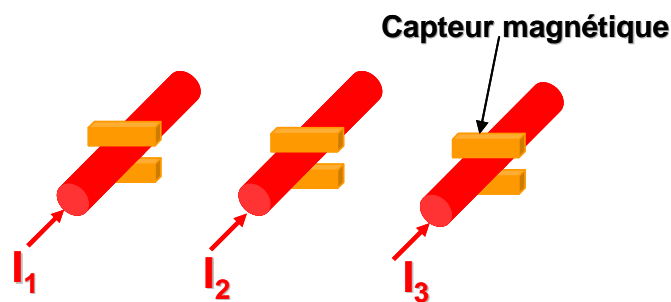


Figure I-8. Structure d'un capteur de courant formé par deux capteurs magnétiques équidistants du conducteur traversé par le courant à mesurer.

Une structure astucieuse, commercialisée récemment, consiste à disposer deux capteurs magnétiques sur un même axe géométrique au-dessus (ou au-dessous) des sections d'un conducteur en forme de U [SCH – 2002, AUS - 2002, HEN - 2003 et LIE - 1990]. Outre sa simplicité (les deux capteurs sont sur un même plan, ce qui simplifie leur positionnement), cette structure permet en théorie une rejection parfaite des perturbations uniformes par soustraction. Notons que dans le capteur commercialisé, elle est associée à des parallélépipèdes ferromagnétiques qui agissent certainement comme le blindage. Cette solution nous semble très intéressante et elle a rapidement attiré notre attention. Nous verrons que notre solution finale s'inspire de cette structure.

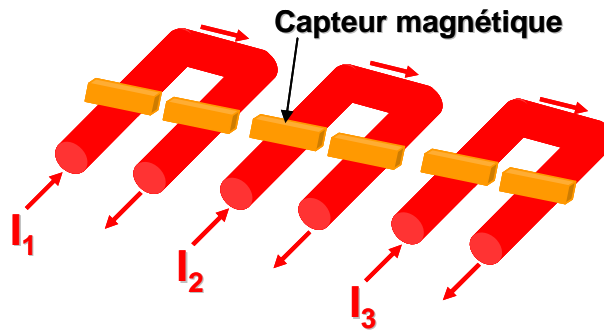


Figure I-9. Structure d'un capteur de courant composé par des couples de deux capteurs magnétiques étalés au-dessus des sections des conducteurs en forme de U.

III.2.3. Conclusions

Les solutions mettant en œuvre des capteurs de courant basées sur la mesure de champ magnétique sans concentrateur de flux sont encore très rares et très peu de dispositifs ont aujourd'hui été commercialisés. La principale difficulté est la grande influence des perturbations extérieures qui peut rendre la mesure difficile. Nous avons vu que les mesures différentielles de champs peuvent être utilisées pour s'affranchir en partie de celles-ci. Toutes les solutions présentées ici seront reprises dans le chapitre suivant et leurs capacités à s'affranchir des perturbations seront étudiées plus précisément.

IV. Choix du capteur de champ magnétique

Il reste dans cette présentation des capteurs de courant basé sur la mesure du champ à aborder la problématique du choix de la technologie du capteur de champ magnétique. Il faut noter que ce choix nous a été imposé en début de projet. Il s'agit de la technologie fluxgate. Il a principalement été guidé par le fait que notre partenaire le CEA/LETI possède une très grande compétence dans l'intégration de tels capteurs. Evidemment, ce n'est pas l'unique raison. En effet, nous allons montrer que les fluxgates peuvent être une solution tout à fait pertinente pour mesurer le champ dans l'objectif de mesurer un courant même si elle n'est potentiellement pas la seule. Dans ce paragraphe, nous allons dans un premier temps présenter la technologie fluxgate et plus particulièrement les micro-flugates développés par le CEA/LETI. Ensuite, nous nous attarderons brièvement sur d'autres technologies candidates pour notre capteur. Dans un souci de concision, nous ne décrirons pas les principes physiques régissant leur fonctionnement mais uniquement leurs caractéristiques issues de recherche bibliographiques et de tests réalisés dans le cadre du projet. Nous effectuerons alors un comparatif des capteurs et nous montrerons l'adéquation de la technologie fluxgate avec notre

cahier des charges.

IV.1. Capteur magnétique de type fluxgate

Le capteur fluxgate le plus simple se compose d'un noyau fait d'un matériau magnétique doux, le plus souvent un alliage ferromagnétique, et d'au moins deux bobinages : un d'excitation et un de détection (Figure I-10). Le principe de fonctionnement du capteur fluxgate est relativement simple et exploite à la fois le phénomène de saturation et la symétrie de la courbe d'aimantation du noyau magnétique [KAM - 2004]. L'alimentation de la bobine d'excitation par un courant alternatif (sinusoïdal, triangulaire, ...) génère un champ magnétique périodique tout au long des axes des bobines. Ce champ doit être suffisamment intense pour pouvoir saturer périodiquement le noyau magnétique. Le flux d'induction de la bobine de détection est proportionnel à l'aimantation du noyau ($B = \mu_0(H + M) \approx \mu_0 M$). A cause de la saturation du noyau magnétique, la tension induite aux bornes de la bobine de détection se présente sous la forme d'une série d'impulsions. En absence de champ externe, ce signal ne contient que les amplitudes des harmoniques impairs du signal. La présence d'un champ magnétique externe s'ajoutant au champ magnétique d'excitation induit une asymétrie dans le champ total, ce qui se traduit par l'apparition d'harmoniques pairs d'amplitudes remarquables dans le signal obtenu aux bornes de la bobine de détection.

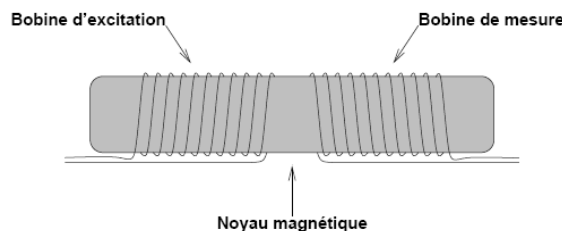


Figure I-10. Structure de base d'un capteur de type fluxgate [KAM - 2004].

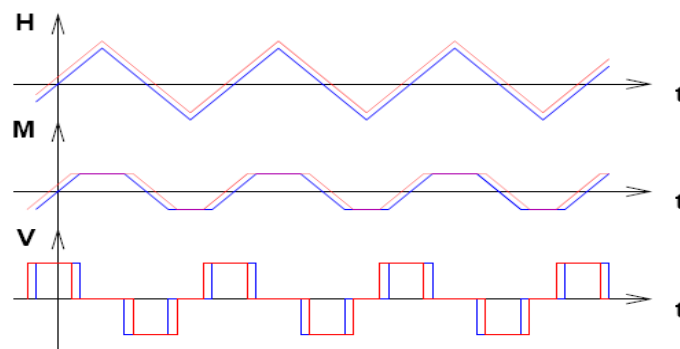


Figure I-11 : Un champ externe (courbes rouges) s'ajoute au champ d'excitation et perturbe la séquence « normale » (courbes bleues).

A l'aide de technique de filtrages associés à un système de détection synchrone, il est alors possible de déduire la valeur du champ magnétique externe [RIP¹ – 1992 et RIP⁷ - 2003]. D'autres techniques, basées sur la mesure des décalages temporels des impulsions générées dans la bobine de mesure sont également envisageables [RIP¹ -1992 et RIP⁶ - 2001].

Le fluxgate se caractérise par sa faible consommation, sa large gamme de mesure et sa sensibilité très élevée. Cette dernière dépend fortement de la technique de mesure employée (second harmonique, quatrième harmonique [TRU - 1999], positions d'impulsions [DIM - 2001]...), des bobines d'excitation et de détection (nombre de spires et formes des bobines [RIP³ - 2000]), du noyau magnétique (forme [RIP⁴ - 2000] et matériau [TRU – 1999], [MOL - 1997]), et du signal d'excitation (forme d'onde et fréquence) [RIP³ - 2000] et [RIP⁵ - 2001]. D'autre part, les fluxgates sont généralement très peu sensibles aux variations de la température (typiquement, des valeurs de 0,1pT/°C de bruit et 0,4pT/°C d'offset dans la gamme -20°C/70°C sont données par [RIP⁷ – 2003]). Enfin, la saturation périodique du noyau leur confère une grande résistance aux chocs magnétiques.

IV.2. Fluxgates intégrés ou microfluxgate de CEA/LETI

Des microfluxgates ont déjà été largement développés dans les milieux académiques et dans les instituts de recherche. Parmi eux, nous citons les fluxgates de notre partenaire le CEA/LETI de Grenoble (Figure I-12). Sur ces réalisations, il a été développé une technologie de noyaux ferromagnétiques FeNi réalisés par pulvérisation cathodique, pouvant être éventuellement feuilletés dont l'optimisation géométrique permet d'élargir considérablement la gamme d'utilisation en fréquence usuelle, qui s'étend bien au delà du MHz [JAG - 2007]. Les principales caractéristiques du capteur et de son électronique associée sont les suivantes :

- Gamme de mesure : 0-8mT.
- Dérive thermique : <100 ppm/°C
- Résolution : 1nT/√Hz
- Offset : <1 μT
- Précision : 100 nT

Couplé à une nouvelle génération d'ASIC qui opère le capteur avec un principe d'excitation et de détection décrit dans [GAY - 2007], des applications basse consommation (1-10 mW) sont maintenant envisageables et ceci sans réduction des performances intrinsèques. Il est difficile d'avancer un coût dans ce document puisque ces capteurs n'ont

pas été encore commercialisés et que le coût de revient est très dépendant de quantité produite. Mentionnons simplement qu'en début de projet, le coût potentiel a été considéré comme en adéquation avec l'objectif d'un capteur de courant de moins de 1€ par phase.

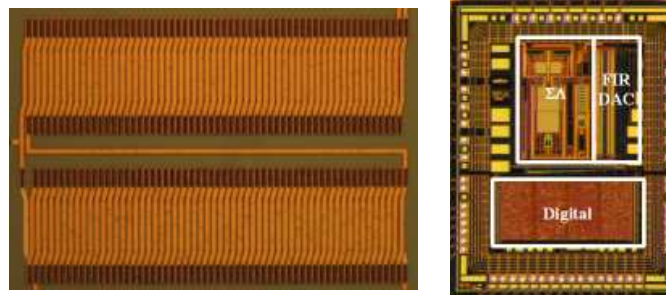


Figure I-12. Capteur micro-fluxgate du CEA/LETI et l'ASIC (Application Specific Integrated Circuit) associé.

IV.3. Comparatif des performances de différents types de capteurs de champ magnétique et choix

Il existe une multitude de technologies permettant de mesurer un champ magnétique. Nous nous contenterons dans ce paragraphe de présenter celles pouvant éventuellement répondre à notre besoin. La technologie retenue devra impérativement permettre la mesure des champs continus, ce qui écarte toute solution à base de bobines (ou search coil). Nous avons retenu les quatre grandes familles suivantes :

- Les capteurs à effet Hall
- Les capteurs magnétorésistifs : AMR et GMR principalement
- Les capteurs magnéto-impédances MI
- Les capteurs fluxgate du CEA/LETI

Les technologies qui ont été écartées l'ont été car jugées soit trop complexes à mettre en oeuvre soit insuffisamment matures pour être utilisées dans le cadre de ce projet.

Suite à un important travail de tests et d'études bibliographiques réalisées par le CEA/LETI [CEA – 2008], nous présentons le tableau récapitulatif suivant. Notons que le cas de la magnéto-impédance est ici atypique puisque peu de capteurs commerciaux existent et que cette technologie n'est pas encore arrivée à maturation. Les données sont donc indicatives et n'ont pas été obtenues par mesure. Enfin, les caractéristiques de ce type de capteurs vont certainement s'améliorer ces prochaines années.

	Effet Hall	AMR	GMR	MI	µfg LETI
Gamme	0.1 mT-10 T	0 – 1 mT	0 – 10 mT	0 -1 mT	0 – 8 mT
Dérive en T°	100-1000 ppm/°C	3000 ppm/°C	3000 ppm/°C	NC	<100 ppm/°C
Résolution (nT/√Hz)	100 - 1000	1-10	1 -10	1-10	1
Offset	50-100 µT	1-10 µT	10-100 µT	NC	<1 µT
Précision	mauvaise (50 µT)	moyenne (10 µT)	moyenne (10 µT)	bonne (0.1-1 µT)	bonne (100 nT)
Sensibilité au choc magnétique	faible	forte	forte	faible	faible
Consommation	100 mW - 100 µW	20 – 70 mW	1 – 5 mW	1-10 mW	10 mW
Bande passante	1 GHz	1 MHz	1 MHz	0.1 – 1 MHz	1 MHz
Coût unitaire	1-5 €	5 -20 €	3 – 5 €	10-20 €	Comparaison non significative

Table I.1. Comparatif des différentes technologies de capteurs de champ magnétique.

Dans un premier temps, nous allons considérer que le capteur de champ magnétique est positionné à 1 mm du centre d'un conducteur supposé cylindrique dans lequel le courant doit être mesuré. Remarquons que cette distance doit certainement être la plus faible possible pour maximiser le signal utile. D'après le cahier des charges, le conducteur peut-être traversé par un courant allant de 0,1 à 75 A. Un rapide calcul par la formule de Biot et Savart permet d'évaluer la plage de variation des champs à laquelle nous serons confrontés : de 20 µT à 15mT. Il faut noter qu'aucun capteur présenté n'offre une gamme de mesure de 20mT à part l'effet Hall. Par contre, le calcul des 75A était issu d'un courant de réglage maximal de 5A. Or, cette limite était pour Schneider Electric une limite haute, la valeur de 2A ayant été souvent évoquée, ce qui nous ramènerait à une gamme de l'ordre de 8 mT. Enfin, s'il s'avérait difficile de trouver une technologie offrant ce type de gamme, un éloignement du capteur du conducteur permettrait de résoudre le problème.

En ce qui concerne la gamme, toutes les technologies semblent susceptibles de répondre à notre cahier des charges à l'exception des AMR. Une précision de 100nT sur une gamme de 10mT correspond à une précision de 1/1000. Notons que cette précision est bien meilleure que celle imposée par le cahier des charges (2% sur le courant). La précision de mesure du champ pour le fluxgate et les MI est largement suffisante (peut-être même surdimensionnée), en effet, comme nous l'avons déjà évoqué, les sources d'erreurs de la mesure de courant ne seront pas dues aux imperfections des capteurs de champ mais à la présence de champs magnétiques perturbateurs. En ce qui concerne, l'effet Hall, elle est clairement insuffisante. En revanche, pour les GMR, elle pourrait être admissible.

Un argument va éliminer les GMR (et les AMR), il s'agit de leur sensibilité aux chocs magnétiques. A contrario, la tenue aux chocs magnétiques des fluxgates est par principe très bonne puisque le capteur est périodiquement saturé. Le noyau ne garde donc pas de trace de son histoire magnétique. Il est de même pour les MI.

L'offset peut-être une source d'erreur, par contre il est envisageable de réaliser un procédé de calibration avant la mise sur le marché. Une procédure consistant à alimenter le capteur avec un courant positif et le même courant négatif peut ainsi permettre de le déterminer pour correction. Ce point ne semble pas critique.

La dérive thermique des fluxgates est acceptable (100 ppm/°C). Ce point est important pour le choix de ce capteur puisqu'il va être très proche d'une source de température (le conducteur portant le courant à mesurer).

Les microfluxgates du CEA/LETI semblent donc satisfaire à notre besoin et leur technologie est parfaitement maîtrisée par notre partenaire. Nous nous sommes donc orientés vers cette solution. Notons que la technologie magneto-impédance n'a pas été éliminée pour des raisons techniques. Par contre, nous ne maîtrisons pas cette technologie, ce qui dans le cadre de ce projet, lui donnait un désavantage certain.

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes possibilités de mesure de courant en rappelant leurs principes de fonctionnement, leurs avantages et les problèmes qui ont limité leur utilisation. Pour résumer :

- La mesure de courant à l'aide d'un shunt est souvent limitée à cause de la mauvaise isolation galvanique qu'il présente. Une solution d'isolation galvanique à partir de coupleurs inductifs est à l'étude dans un sous projet de MICOTI.
- Les transformateurs de courant et les capteurs à bobine de Rogowski présentent quant à eux une bonne isolation galvanique. Néanmoins, ils ne permettent pas la mesure de courant continu, fonction pouvant être requise par certaines applications dans le cadre de notre projet.
- L'utilisation des capteurs de courant par mesure de champ magnétique avec et sans concentrateur de flux magnétique a été souvent limitée à cause des problèmes de précision liés à la présence de perturbations magnétiques externes. Sans concentrateur de flux, ces perturbations externes peuvent avoir des effets désastreux. Un des inconvénients de l'utilisation des concentrateurs de flux est la non linéarité qu'ils engendrent.

Dans le cadre du projet MICOTI, nous allons nous intéresser à la mesure de courant à partir de mesure de champ magnétique sans l'utilisation de concentrateur de flux magnétique. Notre choix pour la mesure du champ s'est porté sur la technologie microfluxgate du CEA/LETI. Ces capteurs semblent adaptés à notre problématique et étaient disponible avant même le début de ces travaux.

Dans le chapitre suivant, nous allons revenir sur les différentes topologies de mesure de courant à partir d'agencements appropriés de capteurs de champ magnétique et de conducteurs. Les différentes structures de capteur de courant possibles vont être étudiées. Nous allons essayer de les comparer entre elles à partir de calculs analytiques simples en prenant compte les exigences du cahier des charges (présence de perturbations magnétiques uniformes et non uniformes). L'objectif de cette partie sera de définir la structure de capteur de courant la plus pertinente.

**Chapitre II. Etude analytique des
topologies de mesure de
courant**

I. Introduction

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre de ce mémoire, la difficulté majeure pour la conception d'un capteur de courant basé sur le principe de mesure du champ magnétique réside dans sa capacité à distinguer le champ utile, dû au courant à mesurer, des champs magnétiques perturbateurs. L'utilisation de ces capteurs de courant est encore aujourd'hui limitée à quelques applications industrielles. Cette limitation est due aux problèmes de précision et d'intégration. Rappelons que l'objectif principal de nos travaux de recherche est la réalisation d'un capteur de courant précis, facile à intégrer et à bas coût.

Nous débutons ce chapitre par une description de plusieurs topologies de capteurs envisageables (on entend par topologie différents agencements spatiaux de capteurs et de conducteurs). Dans un premier temps, nous nous focaliserons sur la mesure d'un courant monophasé. Les topologies présentées iront de la plus simple à la plus complexe. Pour juger des performances, nous étudierons l'influence d'un champ perturbateur créé au voisinage du système par un conducteur de position quelconque conformément au cahier des charges. Une série de calculs analytiques nous permettra de quantifier les erreurs induites sur la mesure du courant par le champ perturbateur. Cette étude théorique va nous permettre ainsi de choisir une structure monophasée de capteur de courant pertinente. Le cas de la mesure d'un courant polyphasé sera ensuite abordé.

II. Topologies de mesure de courant monophasé

Dans cette partie, nous présentons différentes topologies de mesure de courant monophasé. Ces topologies sont présentées par ordre de complexité croissant, en quantifiant leur pouvoir de réjection des perturbations magnétiques et en présentant une approche critique de leurs structures vis-à-vis du nombre de capteurs magnétiques utilisés et de la complexité d'intégration.

II.1. Rappel sur le calcul des composantes vectorielles de l'induction magnétique

Les capteurs fluxgate sont directifs, il est donc possible de mesurer les courants en se basant sur les composantes vectorielles du champ (ou de l'induction) magnétique. D'après la Loi de Biot et Savart, l'induction magnétique créée par un courant d'intensité I circulant à travers un conducteur de longueur dl est donnée par :

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi r^3} d\vec{l} \wedge \vec{r} \quad (\text{II.1})$$

où \vec{r} est le vecteur reliant le conducteur et le point de calcul de l'induction magnétique et $\mu_0 = 4.\pi 10^{-7}$ H/m est la perméabilité du vide. Supposons que ce conducteur ait une section circulaire et soit infiniment long suivant la direction de l'axe (Z) d'un plan cartésien (O, XYZ) (le sens de circulation du courant I est vers $z > 0$). Soit le point E, la position du conducteur dans le plan 2D. D'après le théorème d'ampère, un capteur magnétique placé au point C mesure l'induction magnétique suivante (Figure II-1) :

$$\|\vec{B}\| = \mu_0 \frac{I}{2\pi r} \quad (\text{II.2})$$

Les lignes de champ créées par le courant I sont circulaires tout autour du conducteur infini. En projetant \vec{B} sur les axes X et Y, nous aurons les composantes vectorielles de l'induction magnétique \vec{B}_x et \vec{B}_y . Soit \vec{r} le vecteur distance EC et \vec{u} le vecteur unitaire suivant la direction du vecteur \vec{B} . Les vecteurs \vec{z} , \vec{r} et \vec{u} forment un repère orthogonal direct.

Ceci nous permet d'écrire la relation suivante : $\vec{u} = \frac{\vec{z} \wedge \vec{r}}{\|\vec{z} \wedge \vec{r}\|}$. Et par suite, les composantes

vectérielles de l'induction magnétique sont alors données par :

$$\vec{B}_x = B\vec{u}_x \text{ et } \vec{B}_y = B\vec{u}_y \quad (\text{II.3})$$

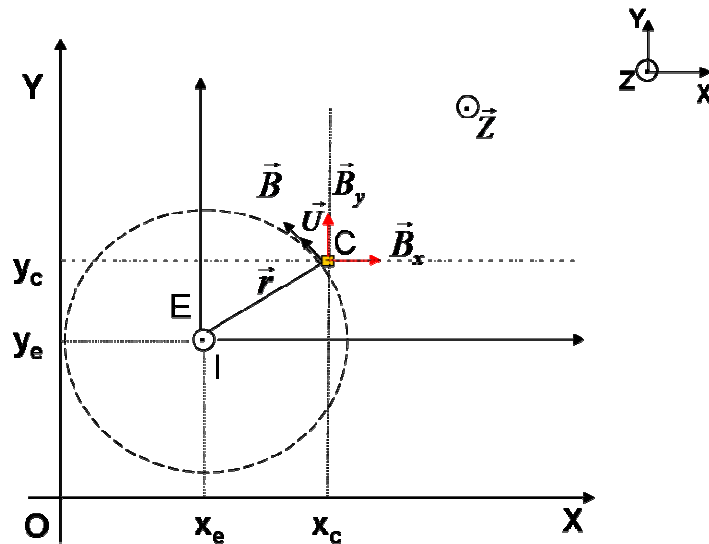


Figure II-1. Présentation d'un conducteur (E) et d'un capteur (C) dans le plan (O, XY).

Il faut noter que les composantes vectorielles de l'induction magnétique sont intéressantes lors de mesure de courant, puisqu'elles nous renseignent non seulement sur l'intensité du courant à mesurer mais aussi sur son sens de parcours du conducteur.

II.2. Topologies de mesure de courant monophasé par mesures ponctuelles du champ magnétique

Nous distinguons trois familles de topologies de mesure de courant : la première est basée sur une mesure simple du champ magnétique au voisinage du conducteur, la deuxième consiste en une mesure différentielle (ou sommative) du champ magnétique alors que la troisième est une mesure double différentielle du champ magnétique. Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de la réjection des perturbations magnétiques pour les différentes structures de capteur de courant relatives à ces topologies de mesure de courant.

Deux types des perturbations magnétiques seront étudiés : les perturbations uniformes (comme par exemple le champ terrestre) et les perturbations non uniformes. Celles-ci peuvent être causées par des conducteurs perturbateurs proches de celui traversé par le courant à mesurer. Afin de juger des performances des différentes structures de capteur de courant, nous allons prendre en compte les données du cahier des charges. Nous considérons donc la présence d'un conducteur perturbateur (I_p) placé à proximité du courant à mesurer (I_c). Ce conducteur perturbateur est traversé par un courant ($I_p = 32$ A) trois cent fois plus grand que le courant à mesurer ($I_c = 0,1$ A). D'après le cahier des charges, l'erreur de mesure de ce courant I_c doit être inférieure à 2 %. Il est à noter que, durant cette étude analytique, les capteurs magnétiques sont tous supposés idéaux, ponctuels et unidirectionnels.

II.2.1. Mesure de courant par une mesure simple de champ magnétique

La structure de capteur de courant monophasé la plus simple est composée d'un seul capteur magnétique positionné à proximité du conducteur traversé par le courant (I_c) à mesurer. Nous considérerons, durant toute cette étude, que tous les capteurs magnétiques permettent la mesure de la composante (H_x) (l'axe du capteur magnétique est placé parallèlement à l'axe (X) (Figure II-2)) du champ magnétique et que le conducteur est infiniment long suivant l'axe (Z) du plan. De plus, le capteur sera placé directement au dessus du conducteur (direction de l'axe (Y)) de telle sorte que le champ créé ne possède qu'une composante suivant l'axe (X). Le champ magnétique à mesurer par le capteur, placé à une distance r du conducteur, est alors donné par la relation suivante :

$$H_x = \frac{I_c}{2\pi r} = kI_c \quad (\text{II.4})$$

En inversant la relation (II.4), il est donc possible d'obtenir la valeur du courant I_c , à partir de la relation suivante :

$$I_c = k^{-1} H_{x_{mes}} \quad (\text{II.5})$$

Cependant, dans la réalité, des champs perturbateurs vont s'ajouter à ce champ magnétique créé par le courant à mesurer (I_c) comme par exemple le champ terrestre ou le champ créé par un conducteur adjacent. Cet ajout de champ perturbateur va causer des erreurs lors de la mesure du courant I_c . Prenons le cas des perturbations magnétiques non uniformes décrites dans le cahier des charges et qui sont générées par un courant (I_p) d'intensité 32 A. Simplifions le problème en supposant que le conducteur perturbateur traversé par le courant I_p est aussi infiniment long suivant l'axe (Z) et ponctuel dans le plan 2D. Le champ total mesuré par le capteur magnétique est donc la somme du champ créé par le courant I_c à mesurer et celui créé par le courant perturbateur I_p :

$$H_{x_{mes}} = H_{x(I_c)} + H_{x(I_p)} \quad (\text{II.6})$$

Le capteur de champ magnétique est positionné à 1 mm du conducteur I_c . Remarquons qu'en théorie cette distance doit être la plus faible possible pour maximiser le signal utile. Nous considérons que l'influence de la perturbation magnétique (I_p) pourra être négligeable si le rapport entre le champ créé par le courant perturbateur ($I_p=32$ A) et celui créé par I_c ($I_c=0,1$ A) est inférieur à 2 %. Par suite, nous pouvons définir la zone dans laquelle le conducteur perturbateur ne doit pas être placé afin de remplir cette condition ($\gamma < 2\%$). Cette zone correspond à la zone blanche dans la figure (Figure II-2)).

$$\gamma = \frac{H_{x(I_p)}}{H_{x(I_c)}} < 2\% \quad (\text{II.7})$$

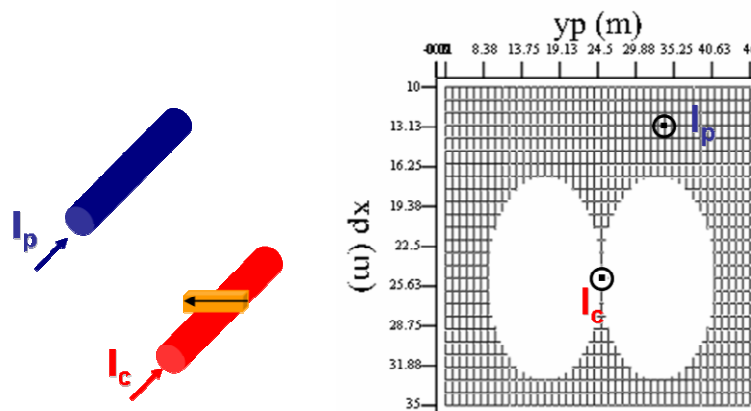


Figure II-2. Mesure du courant ($I_c=0,1$ A) à partir de mesure simple du champ magnétique en utilisant un seul capteur magnétique (couleur orange), la zone blanche correspond à la zone de l'espace où le conducteur perturbateur ($I_p=32$ A) ne peut pas être présent pour $\gamma < 2\%$.

Nous nous apercevons que pour respecter la condition précédente, le conducteur perturbateur doit être placé au-delà de 16 m du conducteur traversé par le courant faible I_c .

Cette distance est très grande et donc la mesure en champ par simple mesure est irréaliste telle qu'elle (rappelons que ce conducteur perturbateur ($I_p=32$ A) peut être placé à 1 cm du courant faible ($I_c=0,1$ A) à mesurer selon le cahier des charges).

Cette topologie conduit évidemment à la réalisation d'un capteur de courant très simple. Par contre, elle présente une réjection catastrophique des perturbations magnétiques. Pour améliorer la précision des mesures, des systèmes d'augmentation du nombre des capteurs magnétiques ou d'ajout de plusieurs couches de blindage peuvent être utilisés (des exemples de ces systèmes ont été présentés dans le premier chapitre de ce mémoire). Or, ces solutions rendent le capteur de courant encombrant et onéreux.

II.2.2. Mesure de courant par une mesure différentielle du champ magnétique

Cette topologie consiste à disposer deux capteurs magnétiques à proximité du conducteur parcouru par le courant à mesurer. Il existe de nombreuses structures de capteurs de courant basées sur une mesure différentielle du champ magnétique. Ces structures se différencient par la manière dont sont disposés les deux capteurs magnétiques.

II.2.2.1 Capteurs magnétiques placés à très faibles distances entre eux

La première structure de capteur de courant présentée dans la figure (Figure II-3) consiste à disposer les capteurs magnétiques à faible distance entre eux. Dans notre exemple, la distance séparant les capteurs magnétiques est fixée à 0,5 mm, la distance séparant le premier capteur du conducteur valant 1 mm. La différence des signaux de sorties des deux capteurs magnétiques ramène à la rejection des perturbations magnétiques uniformes par simple soustraction. Cette structure correspond globalement à la mesure du gradient de champ magnétique, c'est à dire sa dérivée spatiale suivant la verticale. Par suite, la réjection des champs perturbateurs non uniformes est améliorée (le gradient de champ généré par I_p décroît en $1/r^2$ en comparaison avec le champ magnétique qui décroît en $1/r$).

$$\frac{dH_x}{dr} = \frac{-I_c}{2\pi r^2} = MI_c \quad (\text{II.8})$$

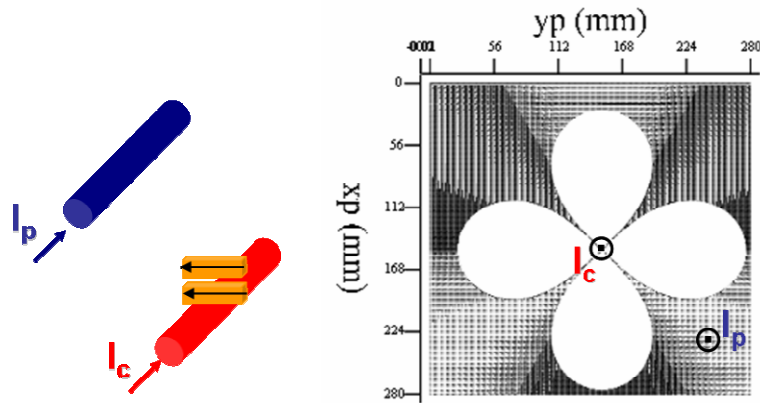


Figure II-3. Mesure du courant ($I_c=0,1$ A) à partir de mesure différentielle du champ magnétique utilisant deux capteurs magnétiques (en orange) positionnés l'un au dessus de l'autre. La zone blanche correspond à la zone de l'espace où le conducteur perturbateur ($I_p=32$ A) ne peut pas être présent pour un $\gamma < 2\%$.

En cas de présence de perturbations uniformes et en menant un calcul similaire au précédent, nous constatons que le conducteur perturbateur traversé par le courant de 32 A doit être placé à une distance minimale de 13 cm du conducteur parcouru par le courant à mesurer. Nous concluons que la topologie de mesure différentielle du champ magnétique améliore significativement la réjection des perturbations non uniformes par comparaison à celle de mesure de champ magnétique et élimine naturellement la composante uniforme du champ. De plus, elle garde une complexité acceptable pour le capteur de courant car elle fait appel à seulement deux capteurs magnétiques. Par contre, nous verrons plus loin que si les solutions de type gradient semblent très intéressantes pour une structure de capteur de courant idéale, des problèmes liés à la distance entre les capteurs ainsi qu'à leurs désalignements géométriques peuvent facilement apparaître lors d'une réalisation et vont augmenter l'erreur de mesure des courants. En effet, Le problème majeur vient de la soustraction de deux signaux quasi identiques. Un calcul d'erreur quantifiant ces phénomènes sera présenté plus loin dans ce chapitre.

II.2.2.2 Capteurs magnétiques équidistants du courant à mesurer

Une autre structure de capteur de courant consiste à disposer les deux capteurs magnétiques (la distance capteur/conducteur restant de 1 mm) à la même distance du conducteur traversé par le courant à mesurer mais positionnés de part et d'autre et en sens opposés (Figure II-4). La somme des signaux de sortie des deux capteurs magnétiques ainsi positionnés rejette parfaitement les perturbations uniformes. Cette structure présente des résultats similaires à la structure précédente en terme de réjection des perturbations non uniformes. Pour remplir la condition du cahier des charges (erreur de mesure d'un courant I_c

inférieure à 2 %), le conducteur perturbateur ($I_p=32$ A) doit être placé au-delà de 13 cm du conducteur traversé par le courant à mesurer.

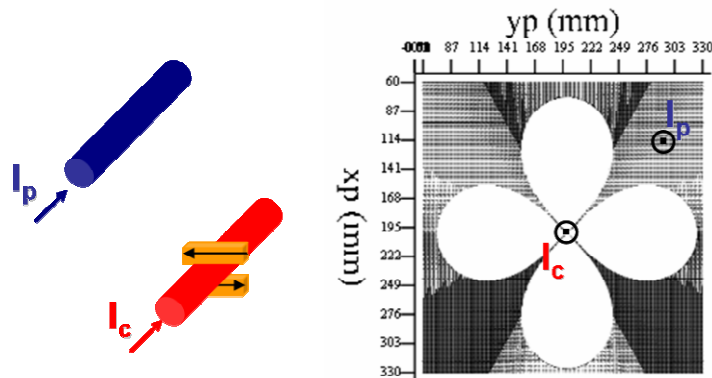


Figure II-4. Mesure du courant ($I_c=0,1$ A) à partir de mesure d'une somme de deux champs magnétiques (en orange). La zone blanche correspond à la zone de l'espace où le conducteur perturbateur ($I_p=32$ A) ne peut pas être présent pour un $\gamma < 2\%$.

Remarquons que dans cette structure de capteur de courant, il s'agit d'une somme de deux champs magnétiques ; les erreurs engendrées par les imperfections des capteurs de champ sont donc moindres (ceci sera démontré plus tard dans ce chapitre). Cependant, cette structure est difficile à intégrer du fait de la position du conducteur au centre des capteurs de champ.

II.2.2.3. Capteurs magnétiques positionnés au-dessus d'un conducteur en forme de U

Cette structure de capteur de courant consiste à positionner les deux capteurs de champ magnétique sur un même axe géométrique au-dessus (ou au-dessous) d'un conducteur formant un aller-retour (forme géométrique de U), traversé par le courant I_c à mesurer (Figure II-5). Cette structure est géométriquement facile à intégrer et augmente le signal dû au courant à mesurer (la somme des signaux des deux capteurs magnétiques positionnés en sens opposé est proportionnelle à $2I_c$).

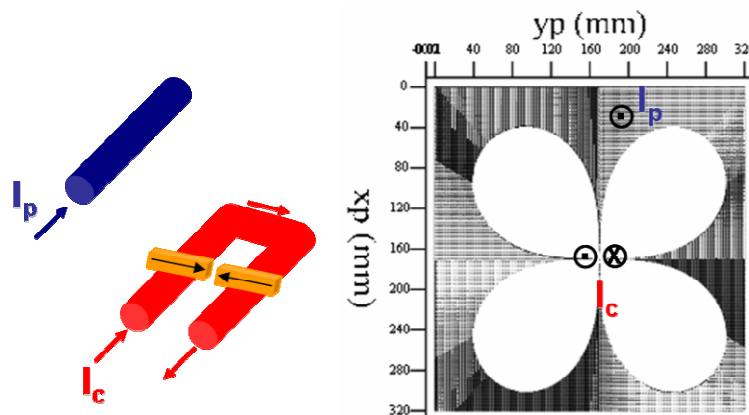


Figure II-5. Mesure du courant ($I_c= 0,1$ A) à partir de mesure d'une somme de deux champs magnétiques (capteurs en oranges positionnés sur le même axe au-dessus des sections du conducteur en forme de U).

La zone blanche correspond à la zone de l'espace où le conducteur perturbateur ($I_p = 32$ A) ne peut pas être présent pour un $\gamma < 2\%$.

L'étude analytique de cette structure a montré des résultats identiques à ceux obtenus avec les structures précédentes en terme de réjection des perturbations magnétiques. Pour mesurer le courant faible ($I_c = 0,1$ A) avec une erreur relative inférieure à 2 %, en présence d'un courant perturbateur (I_p) trois cent fois plus grand que le courant à mesurer, il faut placer ce conducteur perturbateur ($I_p = 32$ A) à une distance supérieure à 13 cm par rapport au conducteur traversé par le courant faible (I_c). D'autre part, cette structure permet la réjection naturelle des perturbations uniformes. De plus, grâce à la forme U du conducteur, le champ créé par l'aller sera partiellement compensé par celui créé par le retour. A une distance suffisamment importante, le champ total généré sera très faible (la somme des courantes étant nulle par construction). Cette propriété est intéressante car si l'ensemble est placé dans un blindage magnétique, celui-ci sera peu saturé par le courant à mesurer. Ceci permettra donc une meilleure efficacité du blindage vis-à-vis de l'extérieur.

II.2.2.4 Conclusion

Pour résumer, la topologie de mesure différentielle du champ magnétique permet théoriquement la réjection parfaite des perturbations uniformes. De plus, elle améliore la réjection des perturbations non uniformes en gardant au système une complexité satisfaisante (utilisation de deux capteurs magnétiques). Malheureusement, la condition de mesure d'un courant faible de 0,1 A avec une erreur inférieure à 2 % et en présence d'un conducteur perturbateur de 32 A placé à une distance de 1 cm du conducteur traversé par le courant faible est impossible à respecter tel qu'elle.

De plus et sans trahir le contenu des paragraphes suivants, le problème de mauvais positionnement ou de désalignements des capteurs est crucial pour la réalisation d'un dispositif réel. Enfin, il faut noter que la troisième structure différentielle semble offrir des potentialités intéressantes puisque le fait que les capteurs sont sur le même plan facilite certainement leur alignement.

II.2.3. Mesure de courant par une mesure double différentielle du champ magnétique

Une topologie peut permettre la mesure de courant par une mesure double différentielle du champ magnétique. Pour cela, trois capteurs magnétiques sont positionnés à faible distance entre eux (distance entre capteurs est de 0,5 mm) et à proximité du conducteur traversé par le

courant à mesurer (Figure II-6). Cette structure correspond à la méthode de mesure « du gradient du gradient ». De ce fait, une réjection parfaite des perturbations uniformes et une très bonne rejection des perturbations magnétiques non uniformes au niveau des capteurs (grâce à la décroissance en $1/r^3$ (II.9)) sont ainsi assurées.

$$\frac{d^2 H_x}{dr^2} = \frac{2I_c}{2\pi r^3} = LI_c \quad (\text{II.9})$$

Pour négliger l'influence du conducteur perturbateur traversé par le courant de 32 A, il faut cette fois le placer au-delà de 3 cm du conducteur traversé par le courant faible ($I_c = 0,1$ A) afin que l'erreur relative à la mesure de ce courant faible soit inférieure à 2 %. Nous concluons donc que la topologie double différentielle du champ magnétique améliore grandement la réjection des perturbations magnétiques. Nous constatons même que nous nous approchons théoriquement des ordres de grandeurs de réjection des perturbations magnétiques imposés par le cahier des charges, ceci évidemment à condition que la réalisation soit parfaite.

Par contre, les problèmes de précision et de désalignements des capteurs sont particulièrement cruciaux car la moindre imprécision aura tendance à être démesurément amplifiée par le jeu des soustractions (travail sur des différences de différences de champs magnétiques).

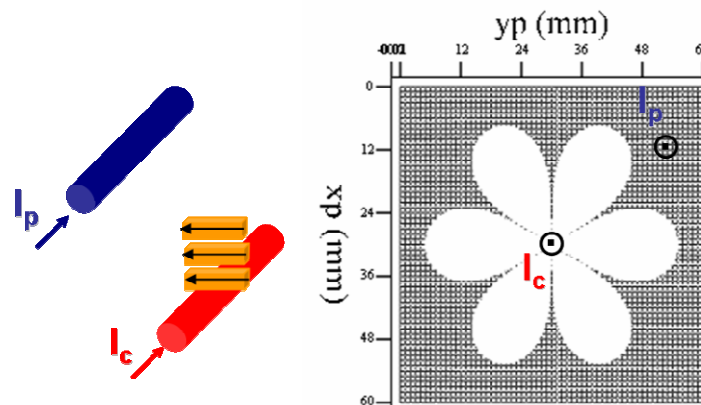


Figure II-6. Mesure du courant ($I_c=0,1$ A) à partir de mesure double différentielle du champ magnétique en utilisant trois capteurs magnétiques (en orange). La zone blanche correspond à la zone de l'espace où le conducteur perturbateur ($I_p=32$ A) ne peut pas être présent pour un $\gamma < 2\%$.

II.3. Conclusion sur les topologies de mesure de courant

Pour résumer, dans ce paragraphe, nous avons présenté trois topologies principales dédiées à la mesure de courant par mesure de champ.

La première topologie est une mesure simple du champ magnétique. Elle présente l'avantage de conduire à un capteur de courant très simplement intégrable. Cependant, elle assure une mauvaise réjection des perturbations magnétiques extérieures. Pour améliorer la précision des mesures, des solutions d'ajout de capteurs magnétiques ou d'utilisation de plusieurs couches de blindage magnétique ont été utilisées. Or, ces solutions rendent le capteur de courant encombrant, difficile à intégrer et onéreux. Nous avons donc souhaité l'éviter.

La deuxième topologie permet une mesure différentielle du champ magnétique. Elle rejette les perturbations uniformes et améliore la réjection des perturbations non uniforme en comparaison à la topologie précédente. De plus, elle garde une complexité satisfaisante du capteur de courant car elle nécessite uniquement deux capteurs magnétiques. La rejection demeure pourtant insuffisante vis-à-vis de notre cahier des charges.

Dans la troisième topologie, trois capteurs magnétiques sont utilisés par conducteur pour une mesure double différentielle du champ magnétique. Celle-ci améliore grandement la réjection des perturbations magnétiques. Cependant, une telle solution risque d'être délicate à mettre en œuvre car elle est basée sur la double différence de signaux dont les valeurs sont très proches.

Signalons que les contraintes du cahier des charges ne sont pas parfaitement satisfaites par ces trois topologies. Cela permet d'apprécier la difficulté du problème à résoudre. Signalons également que le cahier des charges est encore beaucoup plus sévère puisque le conducteur perturbateur peut être traversé par des courants qui peuvent atteindre les 8 kA. L'ajout d'un blindage magnétique pourra permettre de répondre à ce problème. Cette partie sera traitée dans le troisième chapitre de ce mémoire.

Enfin, rappelons que l'étude précédente a été réalisée avec des capteurs idéaux et parfaitement positionnés. Comme déjà évoqué, il nous reste tout de même à évaluer l'influence des tolérances de positionnement et d'alignement inhérentes à toute réalisation. C'est l'objectif de la partie suivante.

III. Calcul d'erreurs relatives à la mesure de courant

Durant toute l'étude analytique effectuée précédemment, nous avons supposé que nos capteurs magnétiques sont idéaux et ponctuels. Ce n'est pas le cas dans la réalité puisqu'un fluxgate, comme tout capteur magnétique, possède ses dimensions géométriques. De plus, la direction de mesure du fluxgate n'est jamais parfaitement alignée avec l'axe le long duquel nous souhaitons mesurer le champ magnétique.

Dans ce qui suit, nous allons évaluer les erreurs relatives à la mesure de courant en tenant compte dans un premier temps des incertitudes de la distance séparant les capteurs magnétiques, et dans un second temps, des désalignements géométriques entre les axes des capteurs magnétiques.

III.1. Calcul d'erreur relative en fonction de la distance séparant les capteurs magnétiques

Dans ce procédé de calcul d'erreur relative, nous supposons toujours que le conducteur traversé par le courant à mesurer I_c et les capteurs magnétiques sont ponctuels dans le plan 2D (XY) (le conducteur traversé par I_c est infiniment long suivant l'axe Z du plan (le sens de circulation du courant I_c est vers $z > 0$)). Dans ce qui suit, nous allons tenir compte des coordonnées des capteurs magnétiques (capt) et du conducteur traversé par I_c , afin de calculer l'erreur relative à la mesure du courant I_c en fonction de la distance séparant les capteurs magnétiques.

Soit d la distance séparant l'axe du premier capteur (capt₁) du centre du conducteur traversé par le courant I_c . Les grandeurs a et q sont respectivement les distances séparant les capteurs magnétiques dans la première et la troisième structure de capteur de courant basées sur une mesure différentielle (ou somme) de champs magnétiques (Figure II-7).

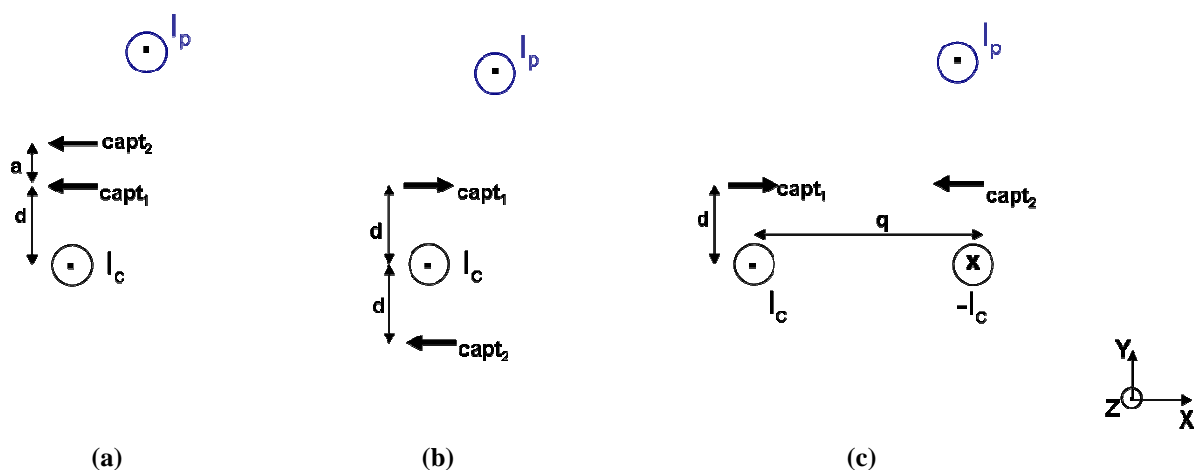


Figure II-7. Trois structures de capteurs de courant monophasé basées sur une mesure différentielle (ou somme) du champ magnétique. Les capteurs sont représentés par des flèches en noir foncé.

En utilisant la relation (II.3), nous pouvons déterminer les inductions magnétiques théoriques qui doivent être mesurées par les capteurs magnétiques :

$$\vec{B}_{xr\acute{e}el(capt_1)} = \frac{\mu_0 I_c}{2\pi r_1} \frac{-(\vec{r}_1 \wedge \vec{z})}{|\vec{r}_1 \wedge \vec{z}|} \quad \text{et} \quad \vec{B}_{xr\acute{e}el(capt_2)} = \frac{\mu_0 I_c}{2\pi r_2} \frac{-(\vec{r}_2 \wedge \vec{z})}{|\vec{r}_2 \wedge \vec{z}|} \quad (\text{II.10})$$

où \vec{z} représente le vecteur unitaire de l'axe (Z) du plan et \vec{r}_1 , \vec{r}_2 les vecteurs de distance entre le conducteur (I_c) et chaque capteur magnétique ($capt_1$ et $capt_2$). Même en l'absence de perturbations magnétiques, les inductions magnétiques mesurées seront soumises à des erreurs ($\pm \varepsilon$). Les inductions magnétiques mesurées seront alors :

$$B_{xcal(capt_1)} = B_{xr\acute{e}el(capt_1)} \pm \varepsilon \quad \text{et} \quad B_{xcal(capt_2)} = B_{xr\acute{e}el(capt_2)} \pm \varepsilon \quad (\text{II.11})$$

La différence (ou la somme) des deux inductions magnétiques calculées, dans le cas où les erreurs s'ajoutent (cas d'erreurs maximales), est la suivante :

$$B_{xcal(capt_1)} - B_{xcal(capt_2)} = B_{xr\acute{e}el(capt_1)} - B_{xr\acute{e}el(capt_2)} \pm 2\varepsilon \quad (\text{II.12})$$

$$\Delta B_{xcal} = \Delta B_{xr\acute{e}el} \pm 2\varepsilon \quad (\text{II.13})$$

Par suite, l'erreur relative à la mesure du courant I_c , sans tenir compte de la présence des perturbations magnétiques, est donnée par :

$$\eta = \frac{\pm 2\varepsilon}{\Delta B_{xr\acute{e}el}} \quad (\text{II.14})$$

En utilisant les coordonnées du système formé par les conducteurs et les capteurs magnétiques, la différence (ou la somme) des inductions réelles est donnée pour les structures (a), (b) et (c) de la figure (II-7) respectivement par les relations (II.15), (II.16) et (II.17).

$$\Delta B_{xr\acute{e}el} = B_{xr\acute{e}el(capt_1)} - B_{xr\acute{e}el(capt_2)} = \frac{\mu_0 I_c}{2\pi} \frac{-a}{d(a+d)} \quad (\text{II.15})$$

$$\Delta B_{xr\acute{e}el} = B_{xr\acute{e}el(capt_1)} + B_{xr\acute{e}el(capt_2)} = \frac{\mu_0 I_c}{2\pi} \frac{2}{d} \quad (\text{II.16})$$

$$\Delta B_{xr\acute{e}el} = B_{xr\acute{e}el(capt_1)} + B_{xr\acute{e}el(capt_2)} = \frac{\mu_0 I_c}{2\pi} \frac{-2q^2}{d(q^2 + d^2)} \quad (\text{II.17})$$

Les variables a , d et q sont supposés toutes positives. Les erreurs (η_1 , η_2 et η_3) en l'absence des perturbations magnétiques, seront alors données par les relations (II.18), (II.19) et (II.20) respectivement pour les structures (a), (b) et (c).

$$\eta_1 = \pm 2\varepsilon \frac{2\pi d}{\mu_0 I_c} \left(1 + \frac{d}{a}\right) \quad (\text{II.18})$$

$$\eta_2 = \pm \varepsilon \frac{2\pi d}{\mu_0 I_c} \quad (\text{II.19})$$

$$\eta_3 = \pm \varepsilon \frac{2\pi d}{\mu_0 I_c} \left(1 + \frac{d^2}{q^2}\right) \quad (\text{II.20})$$

En définissant l'erreur relative $\varepsilon_r = \varepsilon/B_0$ avec B_0 qui correspond au champ que voit un capteur quand il est placé à une distance d du conducteur, on obtient :

$$\eta_1 = \pm 2\varepsilon_r \left(1 + \frac{d}{a}\right) \quad (\text{II.21})$$

$$\eta_2 = \pm \varepsilon_r \quad (\text{II.22})$$

$$\eta_3 = \pm \varepsilon_r \left(1 + \frac{d^2}{q^2}\right) \quad (\text{II.23})$$

On en déduit que l'erreur relative est influencée par la distance séparant les capteurs magnétiques. La première structure peut augmenter fortement l'erreur d'un capteur de champ. Imaginons par exemple une mesure de gradient réalisée grâce à des capteurs intégrés espacés de 100 μm et situés à 1 mm du courant à mesurer. Par conséquent, l'erreur des capteurs de champ serait multipliée d'un facteur 22. En prenant les dimensions que nous avons utilisées lors de l'étude analytique précédente, soit $d = 1$ mm et $a = 0,5$ mm, l'erreur des capteurs de champ est tout de même multipliée d'un facteur 6. La seconde structure, composée de capteurs équidistants, permet de ne pas augmenter l'erreur des capteurs. En théorie, il s'agit de la structure de capteur de courant la plus intéressante car elle offre les mêmes propriétés de rejection de perturbation que les autres structures basées aussi sur une mesure différentielle de champ tout en offrant l'erreur de mesure la plus faible. La méthode de mesure utilisant un conducteur en forme de U est elle aussi très intéressante. En espaçant les sections du conducteur de 3 mm (distance prise en compte durant l'étude analytique), l'erreur des capteurs ne serait augmentée que d'un facteur 1,11.

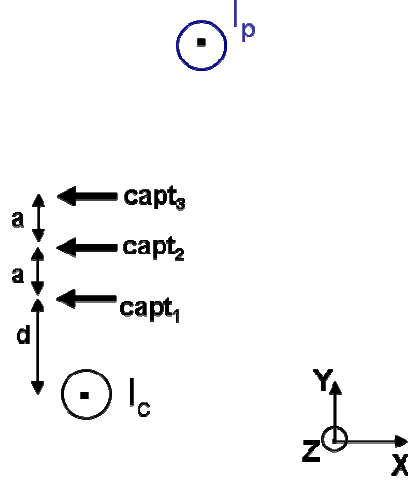


Figure II-8. Structure de capteur de courant basée sur une mesure double différentielle de champ magnétique. Les capteurs sont représentés par des flèches en noir foncé.

Le même procédé de calcul d'erreur relative a été également réalisé pour la structure de capteur de courant à topologie de mesure double différentielle de champ magnétique (Figure II-8). Les inductions magnétiques théoriques des trois capteurs magnétiques sont calculées en tenant compte des coordonnées cartésiennes du conducteur et des trois capteurs, en l'absence de perturbations magnétiques.

$$\Delta B1_{xr\acute{e}el} = B_{xr\acute{e}el(capt_1)} - B_{xr\acute{e}el(capt_2)} = \frac{\mu_0 I_c}{2\pi} \frac{-a}{d(d+a)} \quad (\text{II.24})$$

$$\Delta B2_{xr\acute{e}el} = B_{xr\acute{e}el(capt_2)} - B_{xr\acute{e}el(capt_3)} = \frac{\mu_0 I_c}{2\pi} \frac{-a}{(d+a)(2a+d)} \quad (\text{II.25})$$

$$\Delta B_{xr\acute{e}el} = \Delta B1_{xr\acute{e}el} - \Delta B2_{xr\acute{e}el} = \frac{\mu_0 I_c}{2\pi} \frac{-2a^2}{d(a+d)(2a+d)} \quad (\text{II.26})$$

L'erreur relative est donc la suivante :

$$\eta_4 = \pm 4\epsilon_r \left(1 + \frac{3d}{2a} + \frac{d^2}{2a^2}\right) \quad (\text{II.27})$$

Si ce capteur était réalisé en utilisant des capteurs faiblement espacés, l'erreur relative η_4 serait considérable. En reprenant un espacement de 100 μm et une distance par rapport au conducteur de 1 mm, l'erreur est multipliée d'un facteur supérieur à 200. D'autre part, si ces capteurs sont espacés de 0,5 mm (distance prise en compte lors du calcul analytique) l'erreur reste encore augmentée d'un facteur 24.

III.2. Calcul d'erreur relative due aux désalignements mécaniques entre les axes géométriques des capteurs de champ magnétique

Dans ce paragraphe, nous allons montrer l'influence de désalignements entre les axes

magnétiques des capteurs sur le calcul de l'erreur relative à la mesure de courant. Cette étude est réalisée pour la troisième structure de capteur de courant basée sur une mesure différentielle du champ magnétique. Notons que ce calcul est aussi valable pour les deux autres structures qui sont basées une méthode similaire de mesure de courant.

Nous supposons que l'axe géométrique de l'un des capteurs magnétiques est décalé d'un angle θ par rapport à celui de l'autre capteur. Durant cette étude, nous allons prendre en compte la présence de deux champs perturbateurs : le champ terrestre et le champ créé par un conducteur perturbateur ($I_p=32$ A) placé à 1 cm du courant à mesurer.

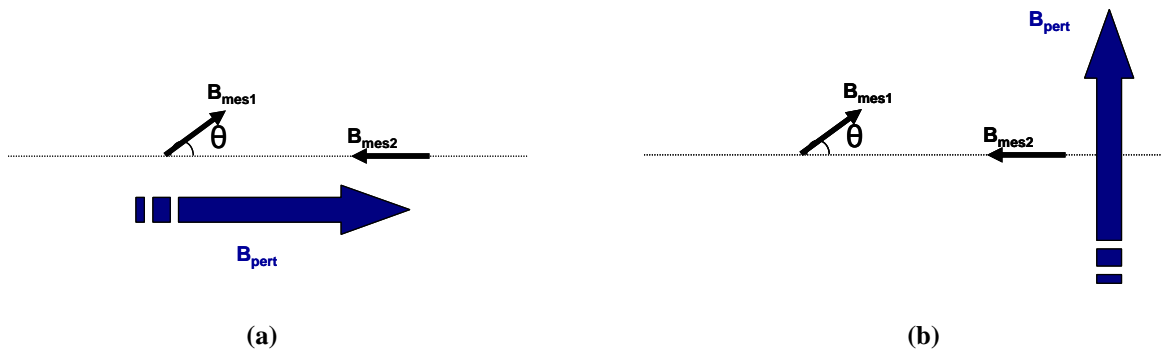


Figure II-9. Désalignement entre les axes géométriques des capteurs magnétiques (a) perturbation magnétique parallèle à l'axe des capteurs. (b) perturbation magnétique perpendiculaire à l'axe des capteurs.

Pour le premier cas étudié, nous supposons que le champ perturbateur est parallèle à l'axe géométrique des capteurs (Figure II-9 (a)). Les inductions ainsi mesurées par les deux capteurs sont :

$$B_{mes1} = B_{pert} \cos(\theta) \quad \text{et} \quad B_{mes2} = -B_{pert} \quad (\text{II.28})$$

La mesure fournie par notre capteur sera donc égale à la somme des mesures précédentes :

$$\Delta B = B_{pert} (\cos(\theta) - 1) \quad (\text{II.29})$$

Dans le cas où la direction du champ perturbateur est alignée avec l'axe géométrique des capteurs, l'erreur de mesure due à un faible décalage angulaire d'un des capteurs est nulle au premier ordre ($\cos(\theta) \approx 1$).

Pour le deuxième cas étudié, nous supposons que le champ perturbateur est perpendiculaire à l'axe géométrique des capteurs (Figure II-9 (b)). Les inductions mesurées par les deux capteurs seront alors :

$$B_{mes1} = B_{pert} \sin(\theta) \quad \text{et} \quad B_{mes2} = 0 \quad (\text{II.30})$$

Pour un angle de décalage θ , la différence (ou la somme) des deux inductions est

proportionnelle à $\sin(\theta)$:

$$\Delta B = B_{pert} \sin(\theta) \quad (\text{II.31})$$

Dans le cas où le champ perturbateur est perpendiculaire à l'axe géométrique des capteurs, l'erreur de mesure due à un faible décalage angulaire d'un des capteurs est proportionnelle à l'angle de décalage au premier ordre ($\sin(\theta) \approx \theta$).

Nous concluons donc que l'influence des perturbations magnétiques est beaucoup plus importante dans le cas où elles sont perpendiculaires à l'axe géométrique des capteurs magnétiques. Par la suite, nous considérerons ce dernier cas afin d'évaluer les précisions d'alignement à obtenir.

Supposons maintenant que l'induction mesurée vaut 1 mT, ce qui correspond à la mesure d'un courant de 5 A à 1 mm. Pour mesurer ce courant avec une erreur relative inférieure à 2%, il faut donc respecter la condition suivante :

$$\Delta B < 20\mu T \quad (\text{II.32})$$

En présence du champ terrestre ($B_{pert}=50.10^{-6}$ T), l'angle de décalage θ doit être inférieur à 23.6° . Réaliser un alignement satisfaisant cette condition ne pose évidemment pas de problème. Les choses se compliquent cependant rapidement dès que l'on tient compte des exigences les plus dures du cahier des charges. Si nous prenons le cas de la perturbation produite par un courant de 32 A placé à 1 cm, l'induction magnétique générée est de $640 \mu T$. L'angle de décalage minimal nécessaire pour assurer une mesure de courant de 5 A avec une erreur relative inférieure à 2 % est alors de $1,8^\circ$. Cette précision semble tout à fait réalisable mécaniquement.

Si nous souhaitons maintenant mesurer un courant de 0,1 A à une distance de 1 mm (ce qui correspond à une induction de $20 \mu T$), il faut respecter la relation suivante pour assurer une erreur relative à la mesure de courant inférieure à 2 % :

$$\Delta B < 0,4\mu T \quad (\text{II.33})$$

En présence du champ terrestre, l'angle de décalage minimal est de $0,5^\circ$. Dans le cas d'une perturbation créée par un courant de 32 A à 1 cm, l'angle minimal vaut alors $0,035^\circ$. La mesure d'un courant de 0,1 A à partir de capteurs situés à 1 mm du conducteur sera donc très difficile à mettre en œuvre.

Afin de ne pas avoir à assurer des précisions angulaires critiques, nous avons intérêt à travailler avec des champs de l'ordre du millitesla. Cette induction doit être obtenue pour la valeur du courant de réglage maximal. Le capteur de champ devant mesurer jusqu'à 15 fois la valeur de réglage, sa plage de mesure devra atteindre la dizaine de milliteslas. Ces ordres de grandeur de champ correspondent à des champs créés par des valeurs de courants de quelques ampères à une distance de 1 mm. Il est possible de rester dans la même gamme de champ pour des courants de réglage avoisinant la centaine de milliampères à condition de positionner le conducteur à une distance du capteur de l'ordre de la centaine de micromètre. Cela aurait été parfaitement réalisable en microtechnologie si Schneider Electric ne nous avait pas imposé comme condition de pouvoir tenir un régime transitoire de quelques milliers d'Ampère sans destruction du capteur.

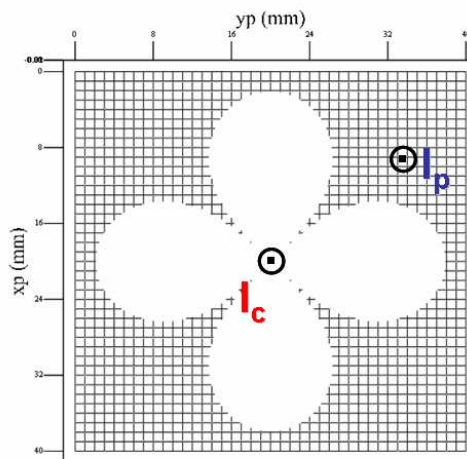


Figure II-10. Mesure d'un courant $I_c = 5\text{ A}$ en présence d'un courant perturbateur ($I_p=32\text{ A}$). La zone blanche correspond à la zone de l'espace où le conducteur perturbateur (I_p) ne peut pas être présent pour un $\gamma < 2\%$.

Il est à noter que travailler dans des conditions de champ de l'ordre du millitesla permet d'obtenir une bien meilleure rejection des perturbations. Les calculs précédents montrent que pour un courant de réglage de 5 A et une mesure à 1 mm (soit 1 mT), il est possible de rapprocher un conducteur perturbateur à moins de 2 cm. Lorsqu'il est parcouru par un courant de 32 A, ce conducteur perturbateur introduit une erreur inférieure à 2%.

III.3. Conclusion

Pour résumer, nous avons vu que l'erreur relative de reconstruction de faible courant, pour les différentes structures de capteur, est influencée non seulement par la présence de perturbations magnétiques mais aussi par le positionnement des capteurs magnétiques (distance qui les sépare et alignement de leurs axes géométriques). Avec les structures du

gradient du premier et du second ordre, les erreurs dues aux imperfections des capteurs magnétiques deviennent importantes. Pour une même qualité de capteurs, elles seront fortement multipliées par rapport à une mesure de type conducteur en forme de U et capteurs équidistants, celles-ci étant basées sur une somme de champs magnétiques. De plus, nous avons vu que les erreurs résultant des problèmes de désalignement mécanique entre les axes géométrique des capteurs de champ ne sont pas du tout négligeables et ceci pour toutes les structures de capteurs de courant étudiées dans ce chapitre.

Dans la partie suivante, nous allons nous intéresser au problème lié aux courants polyphasés. Une des difficultés est l'apparition d'effets croisés entre conducteurs et capteurs. Ce problème va être traité par la résolution d'un système matriciel. Notons que cette technique va elle aussi introduire des erreurs. Nous allons appliquer ces trois topologies de mesure de courant pour une mesure de courants triphasés. Afin d'évaluer les erreurs relatives à la mesure de faibles courant (0,1 A) nous prendrons en compte dans un premier temps le champ terrestre, puis dans un second temps, le champ créé par un conducteur perturbateur ($I_p = 32$ A) situé à 1 cm des conducteurs de notre capteur de courant.

IV. Généralisation au problème lié aux courants polyphasés

Soit N le nombre des capteurs de champ magnétique entourant M conducteurs supposés infiniment longs suivant l'axe Z du plan. L'induction mesurée par le $i^{\text{ème}}$ capteur n'est autre que la somme des inductions créées par les M conducteurs. Elle est donnée par la relation suivante :

$$B_{xi} = k_{i1} \cdot I_1 + k_{i2} \cdot I_2 + \dots + k_{ij} \cdot I_j + \dots + k_{iM} \cdot I_M \quad (\text{II.34})$$

i étant l'indice du capteur magnétique, allant de 1 à N, et j étant l'indice des courants (ou des conducteurs), allant de 1 à M. Ce système d'équation peut être écrit sous forme matricielle :

$$[B] = [\text{matrice}] [I] \quad (\text{II.35})$$

En développant la relation (II.35), nous aurons:

$$\begin{bmatrix} B_{x11} \\ \cdot \\ \cdot \\ B_{xi1} \\ \cdot \\ \cdot \\ B_{xN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & \cdot & \cdot & k_{1j} & \cdot & \cdot & k_{1M} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ k_{i1} & \cdot & \cdot & k_{ij} & \cdot & \cdot & k_{iM} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ k_{N1} & \cdot & \cdot & k_{Nj} & \cdot & \cdot & k_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ I_j \\ \cdot \\ \cdot \\ I_M \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Les coefficients de la matrice k_{ij} dépendent de la géométrie du système (forme géométrique des conducteurs et positionnement des capteurs magnétiques par rapport aux conducteurs traversés par les courants à mesurer). Ils sont fixés, au départ, en calculant les inductions au niveau de chaque capteur magnétique en absence des perturbations magnétiques. Pour cela, nous supposons qu'un courant connu (par exemple 1 A) traverse chaque conducteur individuellement et que tous les autres conducteurs sont traversés par des courants nuls. Quelque soit la complexité de la structure de capteur de courant, nous arrivons à déterminer ces coefficients grâce à un modèle numérique développé sous Matlab. Signalons que le nombre des capteurs nécessaires au bon fonctionnement de la méthode est un paramètre capital de la modélisation. Il détermine la dimension de la matrice inverse et par conséquent ralentit le temps de traitement des données. Il faut donc minimiser ce nombre sans pour autant affecter la précision des mesures. Expérimentalement, la meilleure solution consiste à déterminer les coefficients k_{ij} dans un environnement magnétique contrôlé dans lequel toute perturbation est absente (une chambre blindée par exemple).

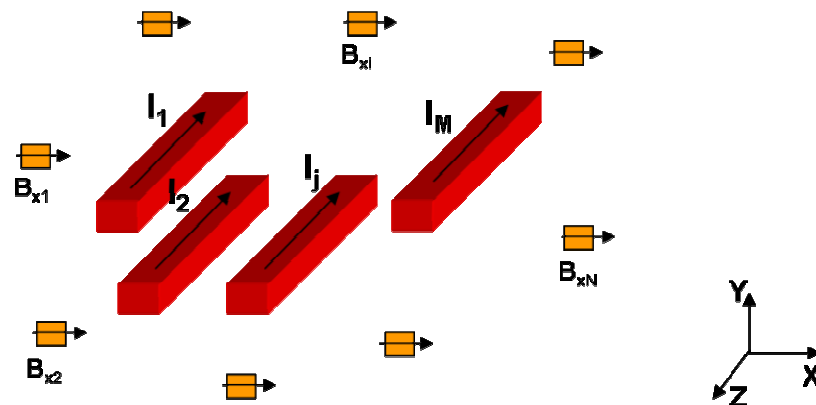


Figure II-11. Présentation de M conducteurs entourés par N capteurs de champ magnétique uni-axe.

Une fois les coefficients de la matrice fixés, la mesure des courants est réalisée en multipliant la matrice inverse par le vecteur d'induction magnétique (ou champ magnétique) mesuré (ou calculé) en prenant compte des perturbations magnétiques :

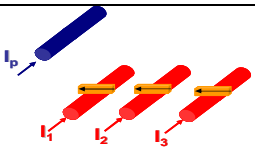
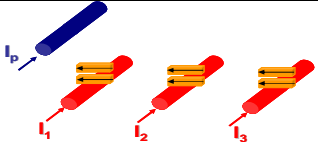
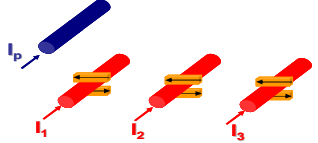
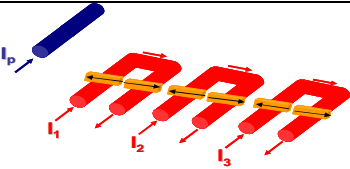
$$[I] = [matrice]^{-1} [B_{mes}] \quad (II.37)$$

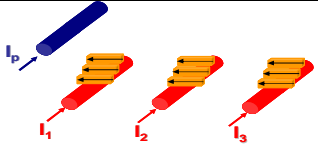
Evidemment, le problème inverse décrit ci-dessus peut posséder un nombre différent d'équations et d'inconnues. Dans le cas où il y a plus d'informations que d'inconnues, nous pouvons utiliser la méthode des moindres carrés qui consiste à trouver $[I]$ tel que la norme de $([matrice][I] - [B])$ soit minimale. L'avantage principal de cette méthode est qu'elle est simple à mettre en œuvre et peu coûteuse en temps de calcul. Notons que dans les structures suivantes, les nombres d'inconnues et d'équations seront les mêmes. Les matrices sont donc

carrées. Par suite, la méthode des moindres carrés et l'inversion classique retournent les mêmes résultats. Cette méthode est appliquée pour la mesure de courant par mesure simple de champ magnétique. Pour une mesure différentielle (ou somme) du champ magnétique, le même procédé est utilisé mais cette fois-ci en différenciant (ou en sommant) les lignes des matrices deux à deux.

Nous avons repris la structure de capteur de courant décrite dans le cahier de charge où les phases du capteur triphasé sont séparées de 1 cm. A l'aide de simulations, nous avons calculé l'erreur relative à la mesure d'un courant faible (0,1 A) en présence du champ terrestre dans un premier temps, et dans un second temps en présence de perturbations non uniformes créées par le conducteur perturbateur traversé par 32 A et placé à 1 cm du courant faible. Nous avons supposé que nos conducteurs et nos capteurs magnétiques sont ponctuels dans le plan 2D. Cette étude a été réalisée pour les différentes structures du capteur de courant déjà étudiées précédemment. A noter que la distance séparant les capteurs magnétiques des conducteurs est toujours de 1 millimètre.

Les résultats de simulations sont résumés dans le tableau suivant :

Méthode de mesure de courant	Structure du capteur	En présence du champ terrestre	En présence d'un conducteur perturbateur (32 A) à une distance de 1 cm du courant faible (0,1 A)
Par mesure simple du champ magnétique		245 %	3500 %
Par mesure différentielle du champ magnétique		0 %	627 %
		0 %	323 %
		0 %	244 %

<p>Par mesure double différentielle du champ magnétique</p>		<p>0 %</p>	<p>276 %</p>
---	---	------------	--------------

Comme précédemment, on s'aperçoit que la topologie de mesure simple de champ magnétique présente de mauvaise réjection des perturbations magnétiques. Ceci était prévisible, puisque d'après le calcul analytique précédent, pour mesurer le courant faible de (0,1 A) avec une erreur relative inférieure à 2 %, le courant perturbateur de 32 A doit être placé au-delà de 16 m. Pour cette raison, lorsque ce dernier a été placé à 1 cm du courant faible, une énorme erreur est obtenue (3500 %). D'autre part, il est à noter que le champ créé par le courant faible (0,1 A) à 1 mm (20 μ T) est inférieur à l'induction terrestre (50 μ T). L'ajout du champ terrestre a donc engendré une erreur relative de 245 % lors de mesure d'un courant de 0,1 A.

Comme prévu, la topologie de mesure différentielle du champ magnétique, rejette parfaitement les perturbations uniformes (0 % d'erreur relative à la mesure de courant en présence du champ terrestre). De même, elle améliore la réjection des perturbations magnétiques non uniformes (on passe d'une erreur de 3500 % à 244 % lors de l'utilisation de la troisième structure (conducteurs en forme de U) du capteur de courant).

Enfin, la topologie de mesure double différentielle nécessite neuf capteurs magnétiques pour un capteur de courant triphasé. Elle rejette parfaitement les perturbations uniformes. L'erreur obtenue lors de la réjection des perturbations non uniformes est 276 %. Nous remarquons que cette erreur est du même ordre de grandeur que celles retournées par les structures basées sur une mesure différentielle du champ magnétique.

V. Conclusion

Après avoir étudié les différentes topologies de mesure de courant, nous pouvons conclure comme suit :

- La topologie de mesure de courant par mesure simple du champ magnétique permet la réalisation d'un capteur de courant simple à être intégré (un capteur magnétique est utilisé par courant à mesurer) mais elle est très sensible aux champs magnétiques perturbateurs.

- La topologie de mesure de courant par mesure différentielle (ou somme) du champ magnétique assure théoriquement la réjection parfaite des perturbations uniformes et améliore la réjection des perturbations non uniformes par comparaison à la mesure simple de champ magnétique. De plus, elle garde une complexité satisfaisante pour le capteur de courant car elle nécessite uniquement deux capteurs magnétiques par courant à mesurer.
- La topologie de mesure de courant par mesure double différentielle du champ magnétique assure aussi une réjection théorique parfaite des perturbations uniformes et améliore grandement la réjection des perturbations non uniformes. Cependant, elle est extrêmement sensible aux imprécisions des capteurs et à leur positionnement. Trois capteurs magnétiques sont utilisés par courant à mesurer, ce qui induit une augmentation du coût du capteur de courant triphasé.

Trois structures de capteur de courant correspondant à la deuxième topologie de mesure de courant ont été étudiées :

1. La première est basée sur une mesure différentielle de champ magnétique. Elle augmente les erreurs des capteurs de champ d'une façon conséquente. De plus, dans le cas où l'on souhaite ajouter un blindage magnétique à cette structure, celle-ci risque de le saturer à cause du fort champ qui peut être créé par le courant à mesurer.
2. La deuxième structure basée sur une somme de deux champs magnétiques délivrés par des capteurs équidistants n'amplifie les imprécisions des capteurs de champ mais elle risque aussi de saturer le blindage. De plus, l'intégration de cette structure est difficile à mettre en œuvre du fait de l'intégration du conducteur au centre des capteurs de champ.
3. La troisième structure est de type conducteur en forme de U et est basée sur une somme de deux champs magnétiques. Celle-ci augmente le signal du courant à mesurer et limite les imprécisions des capteurs de champ. Cette structure est simple à intégrer et intéressante dans le cas où l'on souhaite entourer le capteur par une couche de blindage : le champ créé par l'aller sera globalement annulé par celui créé par le retour et donc le blindage sera peu saturé par le courant à mesurer et donc efficace.

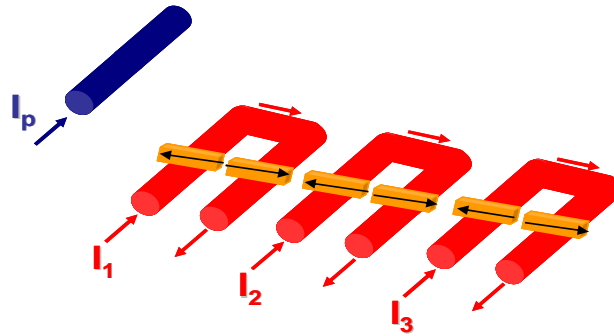


Figure II-12. Structure de capteur de courant choisie.

Après avoir analysé les différentes structures de capteur de courant, une structure de référence doit maintenant être choisie. Grâce aux avantages qu'elle présente, notre choix se porte naturellement sur la structure de type conducteur en forme de U (Figure II-12). Néanmoins, comme nous allons voir plus tard lors de la réalisation expérimentale, cette structure demeure toutefois sensible aux désalignements mécaniques entre les capteurs de champ magnétique. Afin de minimiser ces problèmes et d'améliorer la précision de mesure de courant, nous allons proposer, dans le chapitre IV, un nouveau système de mesure de courant basé sur cette topologie.

Par contre, comme nous l'avons vu, les données du cahier des charges ne sont pas totalement accomplies avec la structure choisie du capteur de courant. L'erreur de mesure du courant faible (0,1 A) est toujours supérieure à 2 % en présence d'un courant perturbateur 300 fois plus grand et placé à 1 cm de ce courant faible. Il est donc nécessaire de chercher d'autres solutions comme par exemple ajouter un blindage magnétique à la structure choisie du capteur de courant. Ce point sera traité dans le chapitre III de ce mémoire.

Chapitre III. Utilisation de blindages magnétiques

I. Introduction

Dans le chapitre II, nous avons choisi la structure de capteur de courant qui nous semblait la plus pertinente pour répondre à notre cahier des charges. Cette structure est basée sur une différence de champ magnétique. Elle consiste à disposer deux capteurs magnétiques sur un même axe géométrique au-dessus (ou au-dessous) des sections d'un conducteur en forme de U. Pourtant, cette structure seule est incapable de répondre au cahier des charges. Ce dernier consiste en une mesure à 2% à faible courant (0,1 A) en présence de courant adjacent (placé à 1 cm du conducteur parcouru par le courant faible) d'intensité très élevée (32 A, 320 A ou même 8 kA). Il est donc nécessaire d'associer un blindage magnétique à notre capteur de courant.

Ce chapitre porte donc essentiellement sur la notion de blindage magnétique. Le principe consiste à entourer la structure de capteur de courant par un volume de matériau ferromagnétique. Le but est de réduire les champs électromagnétiques perturbateurs au niveau des capteurs de champ magnétique. Nous débutons ce chapitre par une introduction au blindage magnétique en décrivant les origines des phénomènes d'atténuation des champs magnétiques qui le traversent. Ces phénomènes sont l'aimantation des matériaux ferromagnétiques et les courants induits. Ensuite, nous allons étudier l'influence de plusieurs formes de blindage sur les capacités de rejection de la structure choisie. Cette étude sera réalisée par des modélisations éléments finis. Divers paramètres seront pris en compte tels que les caractéristiques des matériaux ferromagnétiques choisis ou leurs épaisseurs. Rappelons que l'objectif est ici de respecter le cahier des charges qui nous est imposé.

II. Introduction au blindage magnétique

Un blindage magnétique consiste à entourer un système de mesure par une ou plusieurs couches de matériaux ferromagnétiques pour le protéger des champs magnétiques perturbateurs. L'atténuation d'un champ H dans un volume V , entouré par un matériau de blindage, est définie par :

$$\text{Atténuation}_{dB} = 20 \log S \quad \text{où} \quad S = H_e / H_i \quad (\text{III.1})$$

où S représente le facteur de blindage [BOT - 2006].

H_i est le champ à l'intérieur du blindage.

H_e est le champ au même endroit mais sans le blindage.

Selon la fréquence du champ magnétique mise en jeu, deux mécanismes de blindage distincts vont apparaître : on parle de blindage à basse fréquence et de blindage à moyenne fréquence. Outre la fréquence, le choix du matériau de blindage constitue un facteur important pour atténuer les perturbations magnétiques.

II.1. Blindage magnétique à basse fréquence

Le blindage magnétique à basse fréquence repose sur le principe que le champ magnétique perturbateur privilégie d'autant plus le passage par le matériau que celui-ci présente une faible réluctance R_{el} par rapport à l'air. La réluctance d'un matériau, de perméabilité μ , est défini par :

$$R_{el} = \frac{L}{\mu A} \quad (\text{III.2})$$

où L représente le parcours moyen du flux magnétique dans le matériau et A la section droite de passage du flux. Obtenir une faible réluctance (c'est-à-dire une forte atténuation du champ traversant le blindage) revient donc tout simplement à offrir un produit μA le plus fort possible. Ceci revient à choisir un matériau à haute perméabilité (μ) et une grande épaisseur (A) de la couche de la matière de blindage. Ceux sont les conditions de coût et de la mise en œuvre qui déterminent le compromis entre ces deux paramètres pour une atténuation visée.

II.1.1. Analyse de la courbe de première aimantation

Les matériaux ferromagnétiques se divisent spontanément en domaines appelés domaines de Weiss. Ces domaines possèdent tous une aimantation constante. Ils sont séparés par les parois de Bloch [BRI - 1997]. Quand une matière est complètement désaimantée, les domaines ont des orientations aléatoires (Figure III-1 (B-a)). De ce fait, l'aimantation macroscopique observable est alors nulle. L'application d'un champ magnétique croissant va transformer ces domaines durant trois phases caractéristiques de la courbe de première aimantation (Figure III-1 (A)).

Sous l'application d'un champ magnétique, les domaines dont la composante d'aimantation parallèle au champ appliqué est la plus grande sont privilégiés. Il apparaît alors une aimantation macroscopique (Figure III-1 (B-b)). Dans la première zone, pour des valeurs faibles de champ d'excitation, la contribution réversible des parois est importante devant la contribution irréversible. Si le champ augmente de façon conséquente, les parois vont subir

des déplacements irréversibles. L'aimantation va toujours croître mais rencontrer des minima locaux d'énergie. Si le champ est annulé, l'aimantation va se stabiliser dans un de ces minima. (Figure III-1 (B-c)). Dans le cas où l'augmentation du champ d'excitation n'a plus de conséquence sur l'aimantation, la saturation du matériau est alors atteinte (Figure III-1 (B-d)).

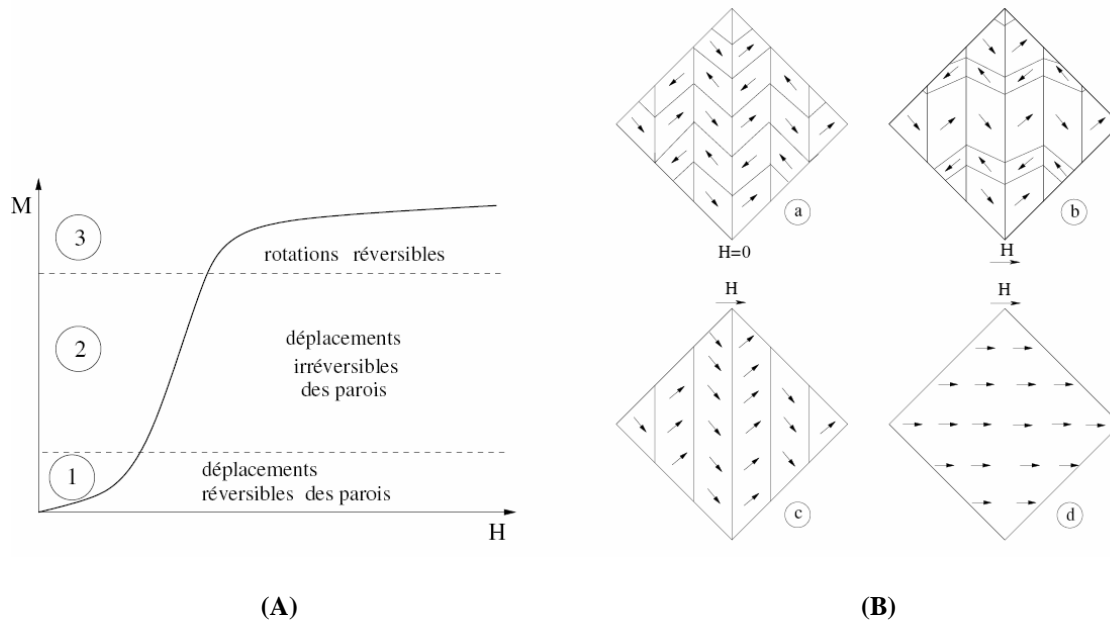


Figure III-1. (A) Courbe de première aimantation. (B) Aspect schématique des transformations des domaines de Weiss correspondant au processus d'aimantation [SCH - 2006].

II.1.2. Perméabilité et induction à saturation des matériaux ferromagnétiques

La caractéristique $B(H)$ (ou $M(H)$) permet la lecture directe des principales propriétés macroscopiques du matériau ferromagnétique. Les paramètres de perméabilité relative μ_r et l'induction à saturation B_s permettent de comparer les matériaux entre eux et sont donc très utiles pour réaliser un choix. La perméabilité relative μ_r , correspondant à la pente de la caractéristique $B(H)$, représente la capacité d'un matériau à canaliser le flux magnétique. Elle n'est pas constante, c'est pourquoi on trouve le plus souvent dans les catalogues de manufacturiers des matériaux magnétiques la perméabilité relative initiale μ_{r0} et/ou la perméabilité relative maximale μ_{rmax} . L'induction à saturation B_s correspond à la valeur d'induction à partir de laquelle la courbe $B(H)$ croît linéairement selon μ_0 . Le tableau suivant résume les valeurs typiques des perméabilités relatives maximales et des inductions à saturation de quelques matériaux magnétiques.

Matériau	Valeur approximative typique de la perméabilité relative max μ_{rmax}	Induction à saturation B_s [T]
Cobalt	250	1,78
Nickel	600	0,6
Magnétit [WUL - 2007]	5000	2
Fer	5000	2,15
Mumétal	10 000	0,8
Supermimphy [ArcelorMittal IMPHY]	320 000	0,75

TAB.III-1. Perméabilités relatives et inductions à saturation de quelques matériaux magnétiques.

Deux points importants sont à prendre en compte lors de la mise en œuvre de blindage à basse fréquence : Il ne faut pas saturer le matériau sous l'effet du champ perturbateur et il faut que la zone de linéarité de la courbe d'aimantation reste active. Un bon matériau de blindage est donc celui qui maintient un haut niveau de perméabilité relative μ_r . Une fois le matériau choisi, il est possible d'éviter la saturation de celui-ci en augmentant son épaisseur. Pour augmenter l'efficacité du blindage, une solution peut consister à utiliser des structures de blindage multicouches.

II.2. Blindage magnétique à moyenne et haute fréquence

Lorsqu'une pièce métallique conductrice est plongée dans un champ magnétique variable, des courants sont induits et se développent créant ainsi un champ qui s'oppose aux variations qui lui ont donné naissance : ce sont les courants de Foucault.

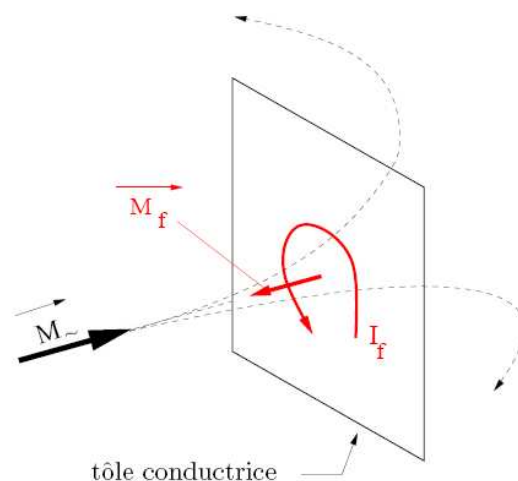


Figure III-2. Courants de Foucault induits dans une tôle conductrice par la variation du champ d'une source de moment dipolaire \vec{M} .

La figure (III-2) illustre la création de courants de Foucault dans une tôle servant au blindage d'une source dynamique représentée par son moment M. Les variations de la source M induisent dans la tôle des courants de Foucault qui forment des boucles de courant I_f . L'effet de ces courants est équivalent à un moment M_f qui s'oppose aux variations de M. La notion de courants de Foucault est associée à celle de l'épaisseur de peau δ . Cette dernière représente l'épaisseur des matériaux dans laquelle la majorité des courants induits est localisée. Si l'épaisseur du blindage est plus petite que l'épaisseur de peau, l'efficacité de ce dernier en sera diminuée. Les courants de Foucault dépendent de la conductivité, de la perméabilité du matériau de blindage ainsi que de la fréquence utilisée.

L'expression de l'épaisseur de peau est la suivante :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_r \sigma \pi f}} \quad (\text{III.3})$$

où $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$ est la perméabilité du vide, σ est la conductivité en Sm^{-1} , μ_r est la perméabilité relative du matériau de blindage et f est la fréquence en Hz. Pour des fréquences élevées (de quelques dizaines de kHz), les courants de Foucault sont concentrés sur la surface du matériau de blindage. Le tableau (TAB.III-2) présente la conductivité de quelques matériaux ferromagnétiques et les épaisseurs de peau correspondant à des fréquences différentes.

Matériau	Conductivité σ (Sm^{-1})	Epaisseur de peau δ (m) à f=50 Hz	Epaisseur de peau δ (m) à f=10 kHz
Or	$4,55.10^7$	0,011	$7,47.10^{-4}$
Cuivre	$5,56.10^7$	$9,55.10^{-3}$	$6,75.10^{-4}$
Aluminium	$3,33.10^7$	0,012	$8,72.10^{-4}$
Etain	$7,04.10^6$	0,027	$1,89.10^{-3}$
Argent	$6,25.10^7$	9.10^{-3}	$6,37.10^{-4}$
Nickel	$7,69.10^6$	$1,048.10^{-3}$	$7,408.10^{-5}$
Fer	$9,62.10^6$	$3,246.10^{-4}$	$2,295.10^{-5}$
Magnétil	$9,1.10^6$	$3,337.10^{-4}$	$2,359.10^{-5}$
Supermimphy	$1,667.10^6$	$9,746.10^{-5}$	$6,892.10^{-6}$

TAB.III-2. Conductivité de quelques matériaux magnétiques et épaisseurs de peau correspondant à des fréquences de 50 Hz et de 10 kHz.

II.3. Conclusion

Après cette introduction au blindage magnétique, on peut conclure que le choix des

matériaux de blindage dépend directement de la fréquence utilisée, de l'intensité des champs perturbateurs et de l'atténuation visée pour le blindage. Pour résumer, à basse fréquence, il faut que le matériau de blindage possède une perméabilité relative forte et une épaisseur suffisante afin que les champs perturbateurs ne le saturent pas. Le compromis entre la perméabilité relative et l'épaisseur du matériau détermine le coût du blindage. A fréquence moyenne ou élevée, le matériau doit avoir une forte conductivité, une perméabilité relative élevée et une épaisseur suffisante pour le développement des courants induits.

Dans notre cas, le capteur de courant triphasé fonctionne à basse fréquence (50 Hz). Les champs perturbateurs générés par des courants adjacents de fortes intensités (32 A, 320 A et 8 kA) varient également avec le temps. Le blindage sera donc utilisé à basses et à moyennes fréquences. Notons qu'il faut évidemment s'assurer que les courants à mesurer parcourant le capteur ne saturent pas le blindage. L'intérêt de la structure choisie du capteur de courant est ici évident puisque le conducteur en forme de U assure une somme des champs égale à zéro à l'intérieur du blindage (le champ créé par le courant d'aller est annulé par celui créé par le courant de retour). Les courants à mesurer ne vont donc que très peu aimanter le matériau ce qui est un gage de son efficacité.

Dans ce qui suit, nous allons mesurer des courants en ajoutant à la structure choisie de capteur de courant un blindage magnétique. Dans cette étude, nous allons nous limiter à l'étude en basse fréquence. L'étude à fréquence moyenne prenant en compte le développement des courants induits dans le blindage ne sera pas présentée dans ce chapitre. Mais signalons que ces effets devront améliorer l'atténuation des perturbations magnétiques surtout pour les phénomènes transitoires très marqués (en particulier, le choc magnétique créé par un courant perturbateur de 8 kA durant une durée de 10 ms).

III. Mesure de courant en utilisant un blindage magnétique

La mesure de courant avec un blindage magnétique est réalisée en s'appuyant sur des modélisations par la méthode des éléments finis implémentée dans le logiciel Flux2D (développé par la société CEDRAT). Nous débutons ce paragraphe par un rappel sur la structure de capteur de courant choisie et sur les données du cahier des charges. Ensuite, nous expliquerons la procédure d'inversion que nous avons mis en œuvre sous Flux et menant à la mesure de courant. Comme précédemment évoqué, l'étude sera effectuée avec des modèles magnéostatiques, c'est-à-dire que l'influence des courants de Foucault ne sera pas prise en

compte. Plusieurs paramètres seront étudiés : la forme et l'épaisseur du blindage ainsi que la perméabilité relative et l'induction à saturation du matériau de blindage.

III.1. Rappel sur la structure de capteur de courant choisie et sur les données du cahier des charges

Comme nous l'avons signalé, la structure de capteur de courant triphasé choisie consiste à disposer les six capteurs magnétiques sur le même axe géométrique au-dessus des sections de trois conducteurs en forme de U (Figure III-3). Le principe de mesure de courant est basé sur la méthode de mesure de différence des champs magnétiques. De ce fait, tout champ perturbateur uniforme sera filtré. C'est la raison pour laquelle dans notre étude nous prenons en compte uniquement les champs perturbateurs non uniformes. Rappelons encore qu'un des intérêts de la structure choisie réside dans sa capacité à assurer une circulation du champ d'excitation magnétique nulle dans la couche de blindage. De ce fait, le matériau de blindage ne sera pas saturé sous l'effet des courants à mesurer par le capteur.

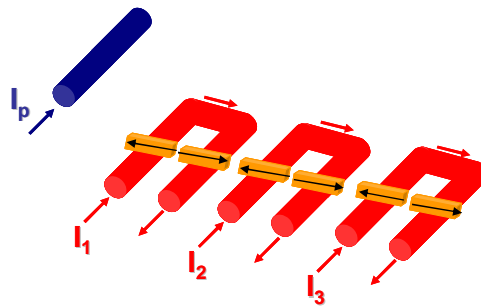


Figure III-3. Structure de capteur de courant choisie pour notre projet MICOTI.

D'après le cahier des charges, les champs perturbateurs non uniformes sont générés par des forts courants (32 A, 320 A ou 8 kA) qui peuvent être positionnés à 1 cm du conducteur traversé par le courant à mesurer (0,1 A). L'objectif de cette étude est d'ajouter un blindage convenable à la structure choisie du capteur de courant afin de répondre aux besoins dans le cahier des charges. D'après celui-ci, l'erreur de mesure du courant doit être inférieure à 2 % ou à 50 % lorsque le conducteur perturbateur est traversé par des courants d'intensités 32 A ou 320 A. D'autre part, lorsque le conducteur perturbateur est traversé par un courant de 8 kA, le capteur de courant ne doit pas détecter cette information comme un courant le traversant supérieur à 10 fois le courant de réglage. En d'autres termes, la valeur du courant mesurée (0,1A) doit être inférieure à 1 A.

III.2. Modélisation par la méthode des éléments finis et procédure

d'inversion

La modélisation du système d'étude formé par la structure choisie de capteur de courant et le blindage magnétique est réalisée grâce à des simulations par la méthode des éléments finis. Ces simulations sont effectuées sous le logiciel Flux 2D suivant trois étapes successives : la définition de la géométrie, l'affectation de la physique et le maillage du modèle. En s'appuyant sur les données du cahier des charges, nous avons construit la géométrie de notre problème. Les conducteurs (conducteurs du capteur de courant et conducteurs perturbateurs) sont tous considérés infiniment longs suivant l'axe (Z) du plan et de sections carrées de 1 mm^2 (Figure III-4). La distance entre les phases du capteur de courant est de 1 cm alors que celle séparant les sections de chaque phase est de 3 mm. La mesure du champ magnétique tangentiel (H_x) est considérée comme étant ponctuelle. Elle est calculée dans une région où le maillage a été fortement raffiné pour éviter les imprécisions numériques (des segments placés à proximité des sections des conducteurs ont été rajoutés à la géométrie pour permettre ce raffinement). Rappelons que les capteurs ponctuels sont placés à 1 mm des conducteurs.

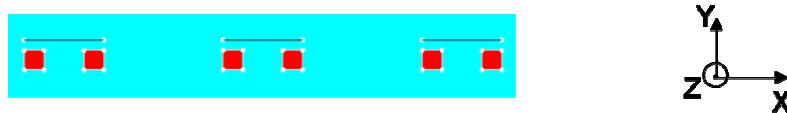


Figure III-4. Fixation de la géométrie de la structure de capteur de courant. Les carreaux rouges représentent les sections des conducteurs en forme de U. Les lignes noires sont les axes de mesure de champs magnétiques tangentiels (H_x).

Une fois la géométrie décrite, il convient de la mailler. La figure (Figure III-5) montre un exemple de maillage. Remarquons que le maillage est effectivement densifié dans la zone où l'on désire évaluer le champ précisément (au dessus des conducteurs).

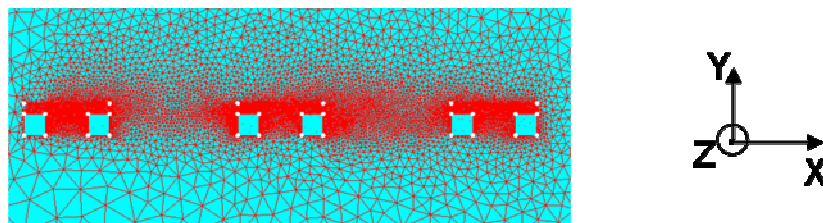


Figure III-5. Maillage fin de la structure choisie du capteur de courant.

Après la résolution du problème, nous pouvons passer à la procédure d'inversion pour mesurer les courants. Cette procédure d'inversion ressemble à celle qui est décrite dans le chapitre II de ce mémoire. L'écriture matricielle du système d'étude est :

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \\ B_5 \\ B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \\ k_{41} & k_{42} & k_{43} \\ k_{51} & k_{52} & k_{53} \\ k_{61} & k_{62} & k_{63} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Les coefficients k_{ij} (i représente le nombre des capteurs magnétiques allant de 1 à 6 et j le nombre des conducteurs allant de 1 à 3) sont fixés en relevant les inductions magnétiques tangentielles (B_x) au niveau de chaque capteur magnétique tout en supposant passer 1 A individuellement dans chaque phase et que les deux autres phases sont traversées par des courants nuls. Notons que cette relation est bien linéaire car les courants, parcourant le capteur, même s'ils aimantent très légèrement et localement le blindage, ne le saturent pas. L'application de la méthode de mesure de somme du champ magnétique est effectuée en additionnant les lignes des matrices deux à deux :

$$\begin{bmatrix} B_1 + B_2 \\ B_3 + B_4 \\ B_5 + B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} + k_{21} & k_{12} + k_{22} & k_{13} + k_{23} \\ k_{31} + k_{41} & k_{32} + k_{42} & k_{33} + k_{43} \\ k_{51} + k_{61} & k_{52} + k_{62} & k_{53} + k_{63} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Une fois que la matrice K est fixée, les courants sont obtenus en multipliant l'inverse de la matrice K par la matrice somme des inductions magnétiques mesurées (en d'autres termes, il s'agit des inductions relevées au niveau des capteurs de champ en présence des perturbations magnétiques variables) :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} + k_{21} & k_{12} + k_{22} & k_{13} + k_{23} \\ k_{31} + k_{41} & k_{32} + k_{42} & k_{33} + k_{43} \\ k_{51} + k_{61} & k_{52} + k_{62} & k_{53} + k_{63} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_{mes1} + B_{mes2} \\ B_{mes3} + B_{mes4} \\ B_{mes5} + B_{mes6} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Ce processus d'inversion sera utilisé pour la suite de notre étude théorique en utilisant différentes formes de blindage magnétique. Une résolution par la méthode des moindres carrés conduirait au même résultat. Parfois et dans certaines applications, la somme des trois courants peut être nulle. Ce point est important car nous pouvons rajouter une équation à notre problème et l'identification sera vraisemblablement facilitée. Il est alors nécessaire de mettre en œuvre une méthode des moindres carrés puisque le système n'est plus carré (ce qui en soit ne pose pas de problème). Dans la suite, nous séparerons deux cas de figure : les valeurs des courants des trois phases sont supposées quelconques et la somme des courants des trois phases est nulle.

III.3. Mesure des courants en utilisant un blindage magnétique

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats de la mesure de courant en utilisant trois formes de blindage magnétique : une forme simple (deux plaques), une forme globale (rectangulaire) et une forme de blindage individuelle (cylindrique) pour chaque conducteur en forme de U de la structure de capteur de courant triphasé (Figure III-3). Nous étudierons deux types de matériaux virtuels : le premier M1 possède une perméabilité relative moyenne et une induction à saturation élevée comme par exemple le Magnétal ($\mu_r= 5000$ et $B_s= 2$ T) alors que le deuxième matériau M2 a une perméabilité relative très élevée mais une induction à saturation basse comme par exemple le Mumétal ($\mu_r= 10\ 000$ et $B_s = 0,8$ T) (TAB.III-1). Il est à noter que, dans nos modélisations, nous avons introduit les deux paramètres (μ_r et B_s) décrits ci-dessus pour les deux matériaux ferromagnétiques.

III.3.1. Blindage magnétique simple

La forme de blindage magnétique la plus simple consiste à entourer la structure de capteur de courant triphasé par deux plaques de matériaux ferromagnétiques comme le montre la figure (Figure III-6).

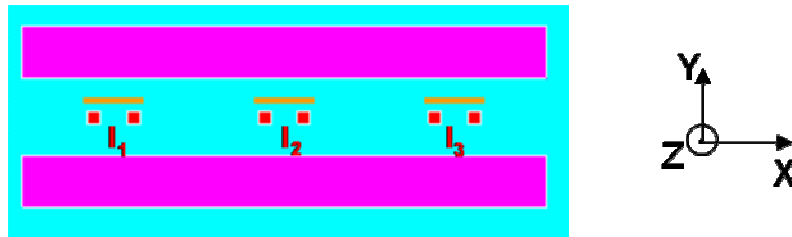


Figure III-6. Blindage du capteur de courant triphasé en utilisant deux plaques de matériaux ferromagnétiques, les petits carreaux représentent les conducteurs de sections 1 mm^2 et les traits portent les capteurs magnétiques.

Dans un premier temps, nous avons calculé le facteur de blindage S (relation (III.1)) en fonction de son épaisseur en présence d'un conducteur perturbateur ($I_p= 32$ A ou 8 kA) placé à 1 cm des conducteurs du capteur de courant dans sa position la plus délicate (Figure II-5). Rappelons que le facteur de blindage S est le rapport entre le champ relevé dans l'air sans le blindage (H_e) et celui relevé au même endroit (H_i) mais en ajoutant le blindage magnétique.

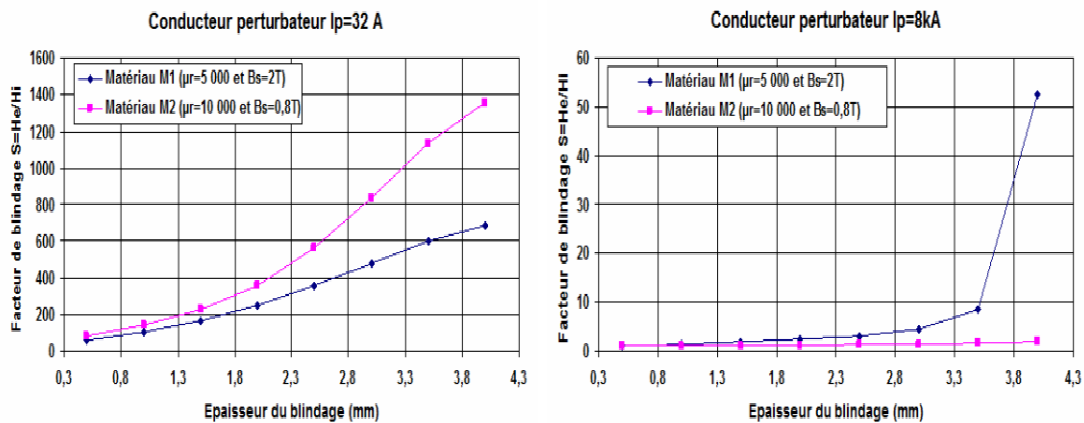


Figure III-7. Variation du facteur de blindage (S) en fonction de l'épaisseur du matériau ferromagnétique en présence d'un courant perturbateur I_p .

Nous remarquons que l'efficacité du blindage (S) augmente avec l'épaisseur du matériau de blindage. Il est à noter que cette augmentation d'épaisseur provoque une augmentation du coût et des dimensions du capteur de courant, ce qui s'oppose à nos objectifs. D'autre part, en présence d'un courant perturbateur de 32 A, nous apercevons que le matériau M2 présente le facteur de blindage le plus important. Ceci est dû à sa perméabilité relative élevée ($\mu_r=10\ 000$) qui canalise fortement le champ perturbateur dans le matériau et cause son atténuation à l'intérieur de blindage. Par contre, lorsque le courant perturbateur est plus intense (8 kA), cet effet devient moindre puisque le matériau M2 se sature et se comporte comme de l'air ($\mu_r=1$). De ce fait, son utilisation n'aura, dans ce cas, aucune influence sur les erreurs relatives à la mesure des courants. Nous remarquons aussi que le matériau M1 ($\mu_r=5000$ et $B_s=2T$) se sature également pour de faibles épaisseurs de blindage en présence de fort champ perturbateur (8 kA), ce qui se traduit par de faibles facteurs de blindage pour des épaisseurs inférieures à 3,5 mm.

Dans un deuxième temps, nous avons mesuré nos courants en prenant compte les exigences du cahier des charges et la forme suscitée du blindage magnétique. Le tableau (TAB.III-3) résume les erreurs relatives à la mesure de courant et les caractéristiques obtenues lors de l'utilisation d'une épaisseur de matériau de blindage M1 ($\mu_r=5000$ et $B_s=2T$) de 4 mm. Pour cette épaisseur, le matériau de blindage n'est pas saturé (l'induction maximale mesurée dans le matériau est égale à 1,76 T). Cependant, les erreurs relatives obtenues sont toujours supérieures à celles demandées dans le cahier des charges.

Epaisseur du blindage= 4 mm		
	$\Sigma I = 0$	$\Sigma I \neq 0$
$I_p=32$ A	11,67 %	15,8 %
$I_p=320$ A	56,87 %	65 %
$I_p=8$ kA	3,4 A	4,79 A
B_{\max} mesuré dans le matériau M1= 1,76 T		

TAB.III-3. Erreurs relatives maximales et caractéristiques obtenues lors de mesure d'un courant faible (0,1 A) séparé de 1 cm du courant perturbateur I_p .

On en déduit qu'un blindage ouvert n'est pas satisfaisant pour atténuer des forts champs perturbateurs. Pour cela, dans ce qui suit, nous allons passer à l'étude de la mesure de courant en utilisant des formes de blindage fermées globales ou individuelles.

III.3.2. Blindage magnétique rectangulaire

Dans ce paragraphe, nous allons étudier le cas d'ajout d'un blindage global de forme rectangulaire à la structure de capteur de courant triphasé (Figure III-8). Nous commençons notre étude par le calcul du facteur de blindage (S) en fonction de son épaisseur et en tenant compte des propriétés (μ_r et B_s) des deux matériaux M1 ($\mu_r= 5\ 000$ et $B_s=2T$) et M2 ($\mu_r=10\ 000$ et $B_s=0,8$ T).

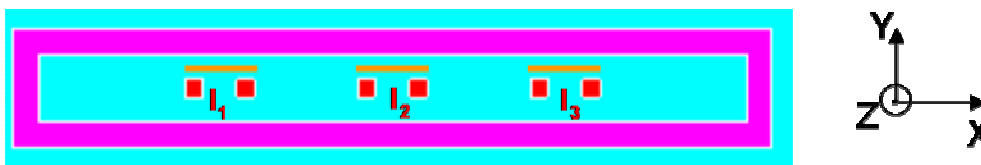


Figure III-8. Blindage rectangulaire du capteur de courant triphasé, les petits carreaux représentent les conducteurs de sections 1 mm^2 et les traits portent les capteurs magnétiques.

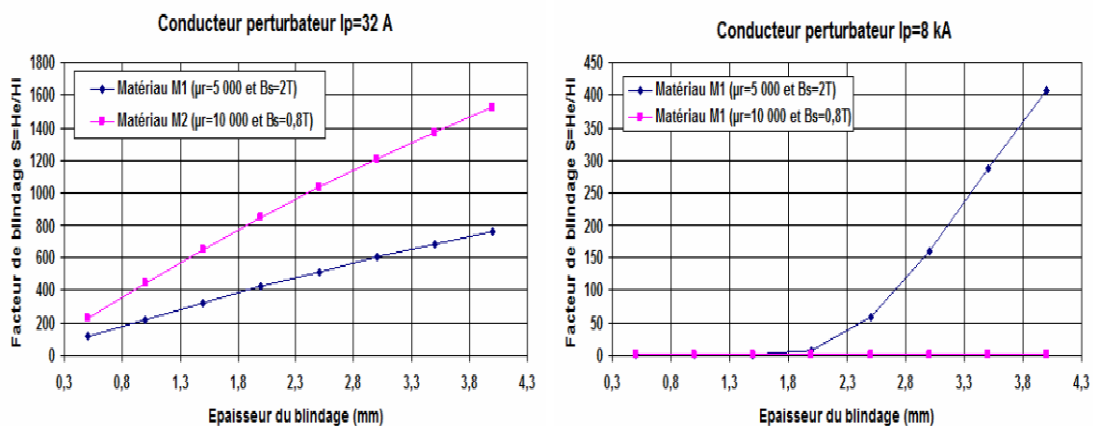


Figure III-9. Variation du facteur de blindage (S) en fonction de l'épaisseur du matériau ferromagnétique en présence d'un courant perturbateur I_p .

Comme précédemment, nous apercevons une augmentation du facteur de blindage avec l'épaisseur du matériau utilisé. Cependant, ces facteurs de blindage sont plus importants que ceux obtenus avec le blindage ouvert (2 plaques). Il est à noter que le conducteur perturbateur traversé par le courant I_p est toujours placé à 1 cm des conducteurs du capteur de courant triphasé et dans sa position la plus délicate (Figure II-5) aux erreurs relative à la mesure de courant. Pour un courant perturbateur de 32 A, le matériau M2 est plus performant que le matériau M1. Cependant, sous fort champ perturbateur (8 kA), le matériau M2 est saturé ce qui rend inefficace le blindage magnétique. D'après la figure (III-9), nous remarquons au contraire que le matériau M1 n'est pas saturé sous l'effet du fort champ perturbateur pour des épaisseurs de blindage supérieures à 2 mm.

En utilisant cette épaisseur du matériau de blindage M1, nous avons mesuré nos courants en prenant compte les exigences du cahier des charges. D'après les résultats figurant dans (TAB.III-4), nous constatons que notre matériau est non saturé (induction maximale mesurée dans le matériau est 1,87 T < 2T) et que les erreurs relatives à la mesure du courant faible (0,1 A) sont inférieures à 2 % et à 50 % en présence d'un courant perturbateur traversé respectivement par un courant de 32 A et 320 A. De plus, la valeur mesurée du courant faible (0,1 A) est inférieure à 1 A lorsque le conducteur perturbateur est parcouru par 8 kA.

Epaisseur du blindage= 2 mm		
	$\Sigma I = 0$	$\Sigma I \neq 0$
$I_p=32$ A	0,25 %	0,62 %
$I_p=320$ A	2,46 %	5,4 %
$I_p=8$ kA	0,23 A	0,35 A
B_{max} mesuré dans le matériau M1= 1,87 T		

TAB.III-4. Erreurs relatives maximales et caractéristiques obtenues lors de mesure d'un courant faible (0,1 A) séparé de 1 cm du courant perturbateur I_p .

Avec cette forme de blindage, nous avons pu répondre aux besoins du cahier des charges en utilisant une épaisseur de blindage de 2 mm d'un matériau de perméabilité moyenne comme par exemple le Magnétil ($\mu_r=5000$ et $B_s=2T$). Dans la partie suivante, nous allons utiliser une forme de blindage individuelle pour voir si nous pouvons atteindre nos objectifs pour des épaisseurs de blindage plus faibles que 2 mm.

III.3.3. Blindage magnétique cylindrique

Une autre forme de blindage magnétique fermée consiste à envelopper chaque phase du capteur de courant par une couche de blindage de forme cylindrique (Figure III-10). Des études semblables à celles décrites précédemment ont été réalisées. L'atténuation des perturbations magnétiques est fortement améliorée avec cette forme de blindage magnétique. A noter qu'en présence de fort champ perturbateur (8 kA), le matériau ayant la perméabilité relative la plus élevée perd ses propriétés et se comporte comme de l'air. Le matériau M1 n'est pas saturé pour des épaisseurs supérieures à 1 mm. En utilisant cette forme de blindage et le matériau M1 avec une épaisseur de 1 mm, nous avons mesuré le courant faible (0,1 A) en tenant toujours compte des exigences du cahier des charges.

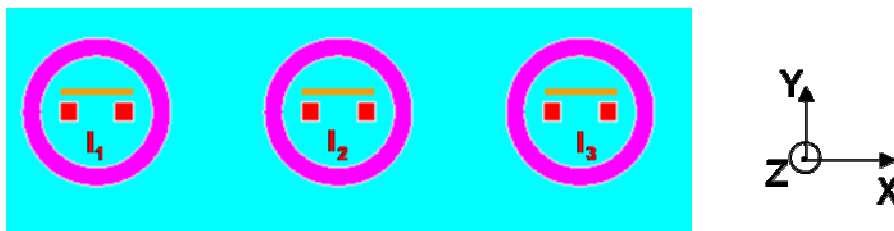


Figure III-10. Blindage cylindrique du capteur de courant triphasé, les petits carreaux représentent les conducteurs de sections 1 mm^2 et les traits portent les capteurs magnétiques.

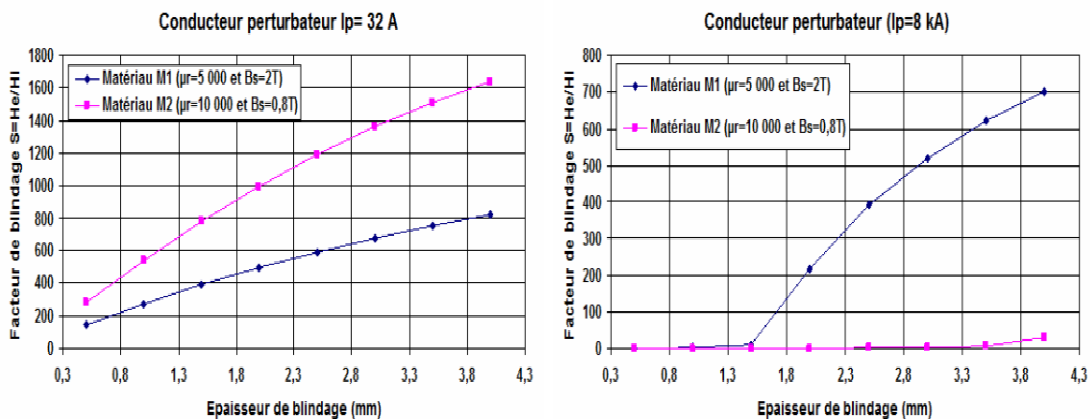


Figure III-11. Variation du facteur de blindage (S) en fonction de l'épaisseur du matériau ferromagnétique en présence d'un courant perturbateur I_p placé à 1 cm du système de mesure.

D'après les résultats figurant dans (TAB.III-5), nous remarquons que les erreurs relatives à la mesure de courant sont plus petites que celles obtenues précédemment et l'induction maximale mesurée dans le matériau (1,61 T) est très inférieure à son induction à saturation ($B_s=2 \text{ T}$ pour ce matériau M1). La condition de somme des courants nulle entraîne toujours

une amélioration dans la réjection des perturbations magnétiques. Nous pouvons conclure que cette forme de blindage magnétique peut conduire à une solution optimale pour notre capteur de courant.

Epaisseur du blindage= 1 mm		
	$\Sigma I = 0$	$\Sigma I \neq 0$
$I_p=32 \text{ A}$	0,17 %	0,34 %
$I_p=320 \text{ A}$	1,03 %	2,48 %
$I_p=8 \text{ kA}$	0,14 A	0,2 A
B_{\max} mesuré dans le matériau M1= 1,61 T		

TAB.III-5. Erreurs relatives maximales et caractéristiques obtenues lors de la mesure d'un courant faible (0,1 A) séparé de 1 cm du courant perturbateur I_p .

III.4. Conclusion

Par simulation, nous avons mesuré des courants en utilisant différentes formes de blindages magnétiques. Deux types de matériaux ferromagnétiques ont été étudiés : le premier M1 possédant une perméabilité relative moyenne (comme par exemple le Magnétal, $\mu_r=5\ 000$ et $B_s=2\text{T}$) et le deuxième M2 ayant une perméabilité relative élevée (comme par exemple le Mumétal, $\mu_r=10\ 000$ et $B_s=0,8\ \text{T}$). En présence d'un courant perturbateur de 32 A, nous avons vu que le matériau M2 présente un facteur de blindage supérieur à celui du matériau M1. Ceci est dû à la perméabilité relative élevée du matériau M2 qui canalise fortement le champ perturbateur dans le matériau et l'atténue à l'intérieur du blindage magnétique. Or, cet effet diminue lorsque l'intensité du courant perturbateur est plus intense (8 kA) car dans ce cas, le matériau M2 est saturé et se comporte comme de l'air. Cette déduction est valable pour les trois formes du blindage magnétique utilisées (2 plaques, rectangulaire et cylindrique). De plus, nous avons remarqué que le facteur de blindage augmente avec l'épaisseur du matériau utilisé. Or, cette augmentation d'épaisseur va rendre le capteur de courant triphasé plus encombrant et plus cher.

D'après les résultats obtenus précédemment, le blindage le plus performant pour respecter les données du cahier des charges de Schneider Electric consiste à envelopper les phases du capteur triphasé par un matériau de forme cylindrique ayant une perméabilité relative moyenne (5000), une induction à saturation supérieure à 1,7 T et une épaisseur du matériau de 1 mm. Cependant, cette épaisseur pourra être diminuée en intégrant des multicouches de blindage alternées de matériaux comme par exemple, du Mumétal et du Magnétal. En effet, le Magnétal formant la couche supérieure du blindage agit sur la non saturation du blindage face

au courant perturbateur. Alors que le mumétal formant la couche intérieure du blindage contribue à l'atténuation des champs perturbateurs traversant le blindage, ceci est dû à sa perméabilité élevée. Signalons aussi que l'ajout de la condition somme des courants nulle améliore significativement la réjection des perturbations.

En revanche, notre étude de blindage reste incomplète puisque nous n'avons pas testé la forme de blindage choisie en 3D et en dynamique (prise en compte des courants de Foucault). L'étude en 3D présenterait l'intérêt de prendre en compte la profondeur du blindage, la distance de la position du retour de courant par rapport aux capteurs, etc.... Notons que, en dynamique, l'apparition des courants induits dans le blindage va améliorer grandement l'atténuation des perturbations magnétiques et diminuer par la suite l'épaisseur du blindage. Ces études en 3D et en dynamique ont été confiées à des ingénieurs de Schneider Electric et les résultats seront connus ultérieurement. C'est la raison pour laquelle nous ne les avons pas présentés dans ce chapitre.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les origines des phénomènes d'atténuation des champs magnétiques traversant une couche de blindage que sont l'aimantation des matériaux ferromagnétiques et les courants de Foucault. Ceux-ci ont montré l'intérêt du choix du matériau de blindage (épaisseur, perméabilité relative, induction à saturation, conductivité,...) en fonction de la fréquence utilisée et de l'intensité du courant perturbateur magnétique. Ensuite, nous avons mesuré des courants en utilisant différentes formes de blindage magnétique tout en se basant sur des modélisations par la méthode des éléments finis sous le logiciel Flux 2D.

D'après les résultats de l'étude, nous en déduisons que pour une bonne atténuation des champs perturbateurs moyens (créés par un courant perturbateur de 32 A), il est intéressant d'utiliser des matériaux ferromagnétiques à perméabilité relative élevée comme par exemple le Mumétal. Cependant, lorsque les champs perturbateurs sont très élevés, l'utilisation de ces matériaux devient inutile à cause de leur saturation rapide. Dans ce cas là, il vaut mieux utiliser des matériaux ferromagnétiques à induction à saturation élevée comme par exemple le Magnétal.

A la fin de ce chapitre, nous avons sélectionné une configuration de capteur de courant intéressante pour le projet MICOTI. Cette configuration est formée par un blindage cylindrique entourant un conducteur en forme de U. En utilisant un matériau de blindage ($\mu_r=5\ 000$ et $B_s=2\ \text{T}$) d'épaisseur 1 mm, nous avons pu répondre en théorie aux besoins du cahier des charges.

Dans le chapitre suivant, nous allons passer à la réalisation expérimentale macroscopique de la structure choisie du capteur de courant.

**Chapitre IV. Réalisation expérimentale
macroscopique d'un capteur de
courant basé sur une mesure de
champ différentielle**

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons réaliser et tester expérimentalement un prototype macroscopique (à l'échelle centimétrique) de la structure de capteur de courant choisie à la fin du chapitre II. Cette structure est basée sur une somme de deux champs magnétiques délivrés par deux capteurs magnétiques placés en opposition sur un même axe au-dessus des sections d'un conducteur en forme de U. Dans un premier temps, nous allons utiliser deux capteurs magnétiques distincts de type fluxgate. Comme nous l'avons montré dans le chapitre II, l'alignement de ces deux capteurs est absolument fondamental. Nous allons mettre en évidence le fait qu'obtenir un alignement compatible avec les niveaux précisions requis constitue une réelle difficulté.

Afin de s'affranchir de ces problèmes, nous allons proposer une nouvelle structure de capteur de courant. Elle est également basée sur une mesure différentielle (ou de somme) de champ magnétique mais cette fois-ci en utilisant un seul capteur magnétique différentiel possédant un noyau de forme linéaire et de type fluxgate. Après avoir décrit et expliqué son principe de fonctionnement grâce à un modèle analytique simple, un prototype centimétrique sera réalisé. Nous présenterons les résultats expérimentaux qui lui sont associés en s'intéressant évidemment à ses performances (linéarité, gamme de mesure de courant, consommation,...) et à sa capacité à rejeter les champs magnétiques perturbateurs.

Enfin, la nouvelle structure de capteur de courant sera modélisée par la méthode des éléments finis pour comprendre plus précisément son principe de fonctionnement. Ce modèle et l'étude analytique du capteur nous permettront alors de quantifier les différents paramètres qui influent sur la gamme de mesure de courant et la précision.

II. Validation expérimentale de la structure choisie de capteur de courant

Dans ce paragraphe, nous allons réaliser un prototype centimétrique de la structure de capteur de courant choisie pour notre projet MICOTI en utilisant deux capteurs magnétiques distincts de type fluxgate. Après la présentation des moyens expérimentaux, nous allons tenter de mesurer des courants avec pour unique champ perturbateur le champ terrestre.

II.1 Présentation des moyens expérimentaux

En multipliant par un facteur dix les dimensions théoriques (voir chapitre II) de notre

capteur de courant, nous avons fabriqué une maquette à l'aide d'un support plexiglass. Des rainures ont été construites dans le but de fixer et d'aligner les conducteurs en parallèle. La distance séparant les phases du capteur de courant triphasé est de 10 cm. Celle séparant les sections de chaque phase est de l'ordre de 3 cm.



Figure IV-1. Banc de mesure formé par des sources d'alimentation, un oscilloscope, une chaîne d'acquisition et des capteurs magnétiques de type fluxgate.

Pour assurer un bon alignement mécanique (ou géométrique) des capteurs magnétiques, nous avons fabriqué une règle comportant des encoches. Ces dernières vont maintenir les axes mécaniques des capteurs magnétiques. Elles ont été fabriquées avec une précaution d'alignement mécanique très importante en prenant en compte les dimensions des barreaux de fluxgate. Un oscilloscope accompagné d'une chaîne d'acquisition permet d'analyser les tensions de sortie des capteurs (Figure IV-1). L'utilisation d'une maquette centimétrique (à l'échelle 10) nous a permis une réalisation rapide et simple que nous ne pouvions pas espérer avec une technologie intégrée.

II.2. Premiers résultats expérimentaux et problèmes rencontrés lors de l'utilisation de deux capteurs magnétiques distincts

Dans le chapitre I, nous avons choisi la technologie fluxgate pour notre projet. Nous allons donc utiliser cette technologie pour mesurer nos champs. Les capteurs fluxgate qui ont été testés sont de la marque Bartington (type MAG-3IE). Chaque capteur est formé par trois barreaux fluxgate distincts conditionnés avec la même électronique. Ils possèdent des dimensions millimétriques, une gamme de mesure de champ de $\pm 100 \mu\text{T}$, de faibles offsets de $\pm 5 \text{ nT}$ et des dérives thermiques ($\pm 0,1 \text{ nT}/^\circ\text{C}$) négligeables dans le cas de notre application. L'avantage de la structure de ces capteurs est qu'elle peut à la fois permettre d'effectuer une mesure vectorielle (si les trois barreaux sont perpendiculaires) mais aussi des mesures dans des directions différentes que le montage mécanique définit. Chaque barreau a un diamètre de 8 mm environ et une longueur de 30 mm. Evidemment, il s'agit ici des dimensions du conditionnement, la dimension du capteur proprement dit étant moins importante. Avec ces

capteurs commerciaux, un rapide calcul nous permet de définir la gamme suivante. Disposés à 1 cm des conducteurs, le courant maximal qu'on peut mesurer est de 5 A. Comme le courant maximal vaut 15 fois le courant de réglage (d'après le cahier des charges), le courant de réglage maximal qu'on peut ainsi mesurer avec les fluxgates de la marque Bartington est de 0,33 A.

Nous nous sommes intéressés à la mesure de courant dans un environnement sans perturbation magnétique sévère. Le but de cet essai est de vérifier expérimentalement l'intérêt de la méthode de mesure de somme de champs magnétiques dans la réjection des champs uniformes (comme par exemple le champ terrestre). Les deux barreaux fluxgate ont été disposés en opposition sur un même axe géométrique au-dessus des sections d'un conducteur en forme de U (Figure IV-2).

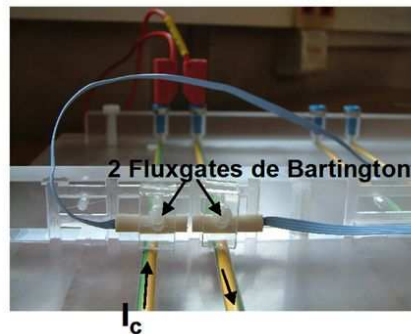


Figure IV-2. Mesure de courant en utilisant deux capteurs fluxgates de la marque Bartington montés en opposition au-dessus des sections d'un conducteur en forme de U.

Dans un premier temps, nous avons testé notre capteur pour la mesure d'un courant de 1A (3 fois le courant de réglage). Le champ créé par ce courant est de l'ordre de $20\mu\text{T}$ au niveau des deux fluxgates. Nous avons fait varier la position de notre capteur dans le champ magnétique terrestre ($50\mu\text{T}$ en module) pour évaluer sa capacité à rejeter les perturbations magnétiques uniformes. La figure suivante montre les résultats obtenus (Figure IV-3).

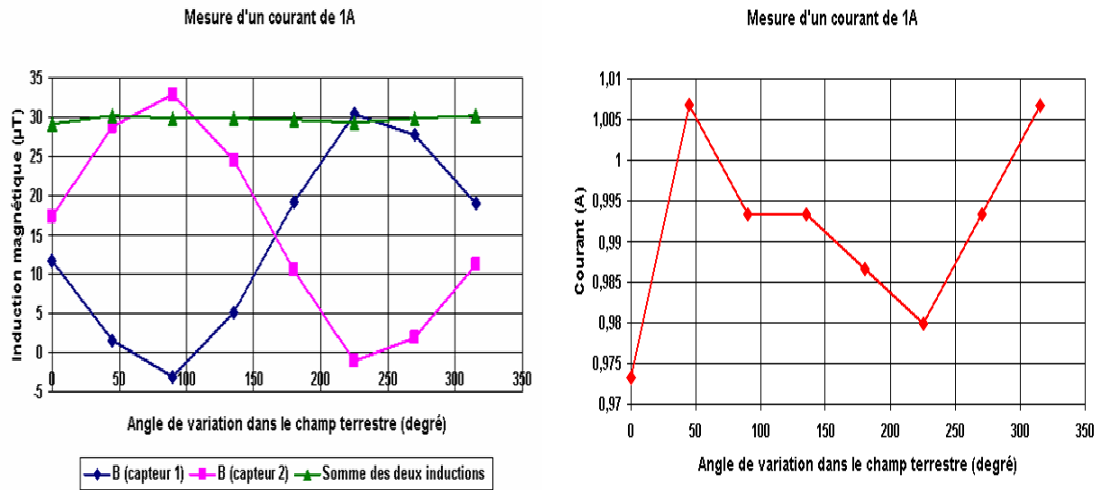


Figure IV-3. Mesure d'un courant de 1 A dans le champ terrestre.

Nous définissons l'erreur par :

$$\gamma = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_r} \quad (\text{IV.1})$$

Nous avons obtenu une erreur de mesure d'un courant de 10 % en présence du champ terrestre. Or, dans le chapitre II, nous avons vu que cette structure de capteur de courant devrait assurer en théorie une bonne réjection des perturbations magnétiques uniforme. Comme nous pouvions nous en douter, nous concluons donc que la présence de désalignements entre les barreaux fluxgates est critique pour notre application. Ce résultat avait déjà été démontré par le calcul au chapitre II. Il est maintenant illustré expérimentalement. Une lecture approfondie des documentations du constructeur nous a permis de découvrir que l'alignement magnétique et l'alignement mécanique des barreaux pouvaient présenter des différences allant jusqu'à 3,5 degrés, ce qui conduit à une mesure différentielle non nulle même si les capteurs sont placés dans un champ parfaitement homogène.

Des essais expérimentaux ont été également réalisés par notre partenaire CEA/LETI en disposant deux micro-fluxgates (MFG2 type M7) au-dessus des sections d'un conducteur en forme de U (Figure IV-4). La distance séparant les sections du conducteur est de 0,2 cm. Des courants de l'ordre de quelques centaines de milliampères ont été mesurés en présence d'un champ perturbateur non uniforme de 12 µT auquel il faut rajouter le champ terrestre uniforme (50 µT). Cependant, l'erreur obtenue sur la mesure de courant était de l'ordre de 8 % et donc supérieure à celle imposée (précision de 2 %) par le cahier des charges.

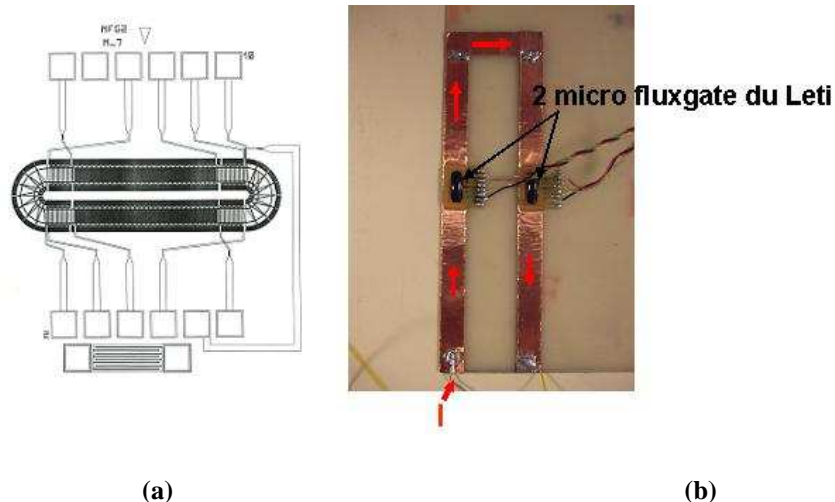


Figure IV-4. (a) Un micro-fluxgate du CEA/LETI (MFG2 type M7) ; (b) deux micro-fluxgates MFG2 sont positionnés au-dessus des sections d'un conducteur en forme de U.

II.3. Conclusion

D'après les résultats des essais expérimentaux, réalisés avec deux fluxgates millimétriques, nous n'avons pas pu obtenir une bonne réjection des perturbations magnétiques homogènes. L'erreur de mesure qui a été obtenue, lors de mesure d'un courant de 1A dans le champ terrestre, est de l'ordre de 10 % (soit 100 % en présence d'un champ perturbateur 10 fois plus grand que le champ terrestre). Cette erreur est due évidemment aux problèmes de désalignement entre les deux capteurs magnétiques.

Un calcul théorique des erreurs dues aux désalignements mécaniques des axes de mesure des capteurs magnétiques a été réalisé dans le chapitre II de ce mémoire. La distance séparant les deux capteurs magnétiques des sections du conducteur est de 1 mm. Nous avons vu que, pour que l'erreur relative à la mesure d'un courant de 0,1 A soit inférieure à 2 % en présence d'un champ perturbateur dont la valeur est égale à celle d'un champ créé par un courant de 32 A à 1 cm, l'angle maximal de décalage entre les capteurs doit être de l'ordre de $0,035^\circ$. Cet angle est très difficile sinon impossible à atteindre en pratique. De plus, nous avons vu que cette condition, si elle est nécessaire, n'est pas suffisante. D'autre part, un alignement magnétique extrêmement précis aurait été réalisable par l'équipe Champ Magnétique Faible (CMF) du laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2elab) grâce aux moyens techniques de la Plateforme d'Herbey. Mais, reproduire ce type de caractérisation est difficilement envisageable de manière industrielle pour un produit commercialisé à des millions d'exemplaires.

Nous sommes donc confrontés à la nécessité de trouver une autre solution. C'est dans ce contexte que nous allons proposer une nouvelle structure de capteur de courant qui va permettre de garder les avantages de la structure choisie du capteur de courant tout en supprimant une partie de ces inconvénients.

III. Nouvelle structure de capteur de courant

Dans ce qui suit, nous allons proposer une nouvelle structure de capteur de courant en utilisant un seul capteur magnétique différentiel, de forme géométrique linéaire, associé à un conducteur en forme de U. L'objectif principal de cette structure est l'amélioration de la réjection des perturbations magnétiques en réduisant les problèmes de désalignements obtenus précédemment entre les capteurs de champ.

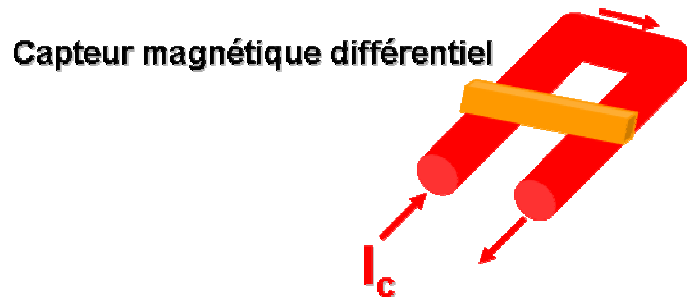


Figure IV-5. Nouvelle structure d'un capteur de courant monophasé formé par un conducteur en forme de U et un seul capteur magnétique différentiel.

Le capteur magnétique différentiel à réaliser doit avoir une structure simple et facile à intégrer sur Silicium. De plus, il doit respecter les spécifications du capteur de champ (Chapitre 0) décrites dans le cahier des charges. Après la présentation de sa structure, nous allons décrire en détail le principe de fonctionnement de ce capteur magnétique fluxgate différentiel.

III.1. Structure du capteur magnétique fluxgate différentiel

Ce capteur magnétique différentiel est composé simplement d'un noyau magnétique doux, d'une bobine d'excitation et de deux bobines de détection identiques, reliées électriquement entre elles et bobinées en opposition (Figure IV-6). Comme noyau magnétique, nous pouvons utiliser du FeNi, de l'amorphe ou du permalloy qui grâce à leurs propriétés permettent de canaliser fortement le champ magnétique et de passer rapidement à la saturation en présence d'un faible courant d'excitation (nous verrons plus loin qu'il est possible de choisir le matériau en fonction de la gamme visée). La bobine d'excitation a pour rôle de saturer

périodiquement le noyau magnétique. Les deux bobines de détection ont été connectées de manière à délivrer directement, en sortie du capteur, la différence des tensions induites par les champs magnétiques qui les traversent.

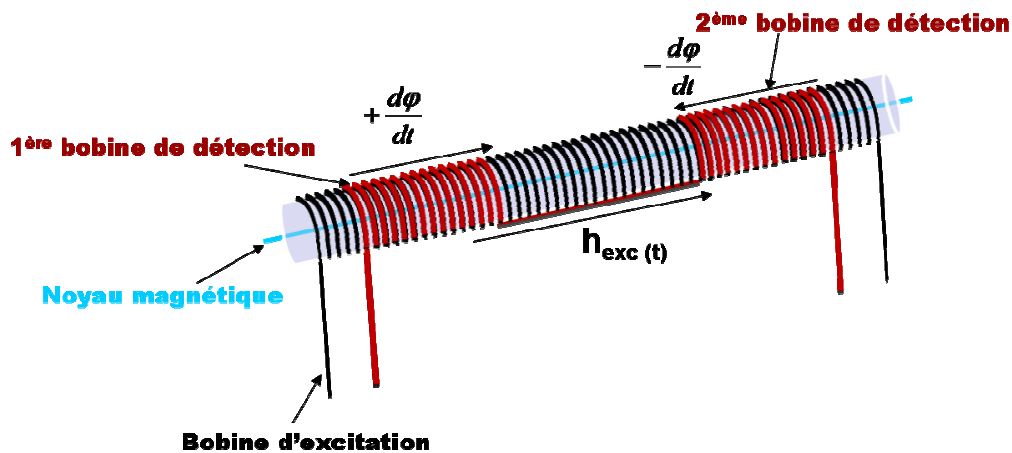


Figure IV-6. Structure du capteur magnétique différentiel de type fluxgate.

Cette structure de capteur magnétique fluxgate différentiel permet alors un bon alignement mécanique des bobines de détection. De plus, elle est intégrable aisément sur silicium.

III.2. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de ce capteur fluxgate différentiel exploite à la fois le phénomène de saturation et la symétrie de la courbe d'aimantation du noyau magnétique. Dans ce qui suit, nous séparons trois cas de figure : en absence de champ magnétique extérieur au capteur, en présence d'un champ magnétique uniforme et le cas où l'on souhaite mesurer un courant traversant un conducteur en forme de U. Nous nous intéresserons ensuite à l'influence du cycle d'hystérésis du noyau magnétique sur la réponse du capteur de courant. Finalement, nous terminerons cette partie par un calcul analytique de la réponse du capteur (calcul du deuxième harmonique) en fonction du courant à mesurer et de ses différents paramètres magnétiques et géométriques.

III.2.1. En absence de champ magnétique extérieur au capteur

La bobine d'excitation est alimentée par un courant alternatif (sinusoïdal, triangulaire, carré ...) et génère un champ magnétique périodique $h_{exc}(t)$. Ce champ doit être suffisamment intense pour pouvoir créer une induction variable $b(t)$ dans le noyau magnétique allant jusqu'à saturer le noyau magnétique dans les deux directions. La variation du flux à travers chaque bobine de détection induit une tension aux bornes de chacune d'elle. Vu que les deux bobines de détection sont connectées électriquement entre elles et bobinées en opposition, les flux

d'induction seront donc inversés (Figure IV-7).

$$\varphi_1(t) = \int_{S_1} b(t) dS \quad \text{et} \quad \varphi_2(t) = - \int_{S_2} b(t) dS \quad (\text{IV.2})$$

$\varphi_1(t)$ et $\varphi_2(t)$ représentent les variations de flux en fonction de temps au sein de la première et de la deuxième bobine de détection.

Théoriquement, les deux bobines de détection étant identiques (même nombre de spires N) et de même section ($S = S_1 = S_2$), les tensions induites dans ces deux bobines sont alors :

$$V_1(t) = -N \frac{d\varphi_1(t)}{dt} = -NS \frac{db(t)}{dt} = -NS' \mu_0 \frac{d(\mu_r h_{exc}(t))}{dt} \quad (\text{IV.3})$$

$$V_2(t) = -N \frac{d\varphi_2(t)}{dt} = NS \frac{db(t)}{dt} = NS' \mu_0 \frac{d(\mu_r h_{exc}(t))}{dt} \quad (\text{IV.4})$$

S' étant la section du noyau magnétique et μ_r est la perméabilité relative qui n'est autre que la pente de la courbe $b(h_{exc})$ où b représente l'induction dans le noyau et h_{exc} le champ d'excitation (en négligeant le champ démagnétisant). Si le champ d'excitation (amplitude h_{exc}) est faible, le matériau est non saturé. Par suite, les flux dans les bobines de détection sont de la même forme que le signal d'excitation. Lorsque le champ d'excitation est suffisamment élevé ($h_{exc} > H_s$, H_s étant le champ nécessaire pour amener l'induction magnétique à son induction à saturation B_s), le matériau se sature (à cet instant μ_r est très faible et tend vers 1). Ainsi, l'induction n'est plus de la même forme que le signal d'excitation, elle devient alors presque constante.

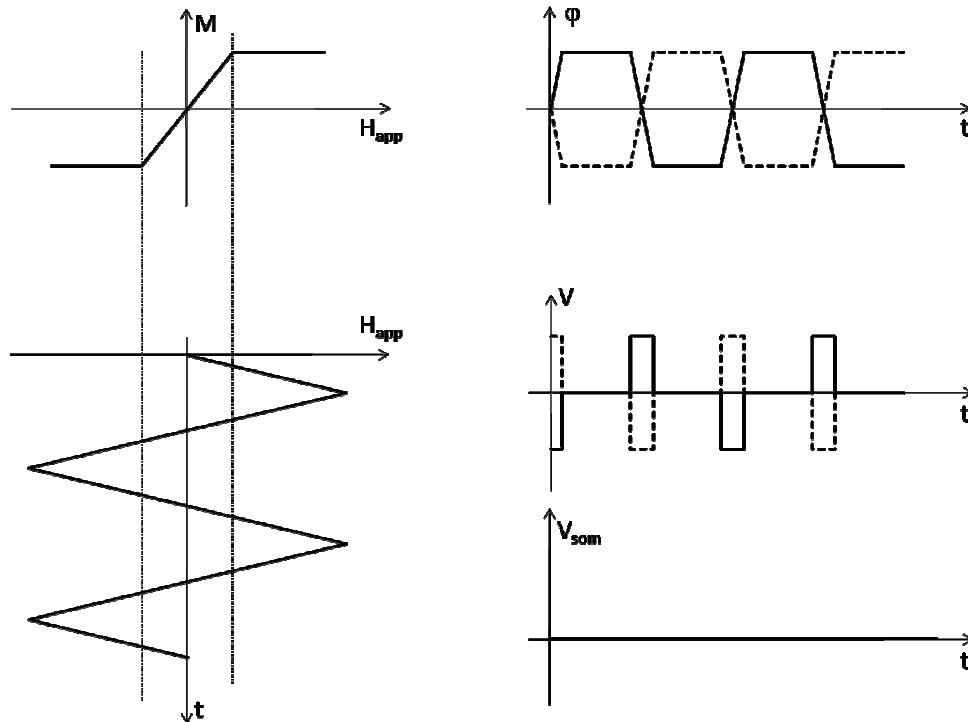


Figure IV-7. Fonctionnement du fluxgate différentiel en absence de champ magnétique extérieur au capteur. Les allures en trait continu et en pointillé correspondent respectivement à la première et à la deuxième bobine de détection.

Pour simplifier notre explication, nous considérons le cas d'une excitation triangulaire. H_{app} représente le champ créé par le courant d'excitation ($H_{app}(t) = h_{exc}(t)$). En absence de champ magnétique extérieur au capteur, la première et la deuxième bobine de détection voient respectivement la variation de flux due à $+h_{exc}(t)$ et à $-h_{exc}(t)$. La saturation du noyau magnétique s'effectue ainsi symétriquement (courbe $\varphi(t)$ dans Figure IV-7), c'est-à-dire que l'excursion pour les valeurs positives du champ est la même que l'excursion pour les valeurs négatives du champ. Vu que les deux bobines de détection sont identiques et bobinées en opposition, ces excursions seront donc identiques mais en opposition. La tension de sortie du fluxgate différentiel ($V_{som}(t)$) étant la somme des tensions induites ($V(t)$) dans les deux bobines de détection, nous obtenons une tension nulle en sortie du dispositif.

III.2.2. En présence d'un champ magnétique uniforme

En présence d'un champ magnétique uniforme, une composante ($h_p(t)$) va s'ajouter algébriquement au champ d'excitation. Cet ajout de composante au champ d'excitation va accélérer (ou ralentir) la phase de saturation du matériau. Dans ce cas, l'excursion pour des valeurs positives du champ devient plus grande (ou plus petite) que l'excursion pour des

valeurs négatives du champ selon l'orientation de chaque bobine de détection (courbe $\varphi(t)$ Figure IV-8). Les tensions induites dans les deux bobines de détection seront alors :

$$V_1(t) = -N \frac{d\varphi_1(t)}{dt} = -NS \frac{db_1(t)}{dt} = -NS' \mu_0 \frac{d(\mu_r [h_{exc}(t) + h_p(t)])}{dt} \quad (IV.5)$$

$$V_2(t) = -N \frac{d\varphi_2(t)}{dt} = NS \frac{db_2(t)}{dt} = NS' \mu_0 \frac{d(\mu_r [h_{exc}(t) - h_p(t)])}{dt} \quad (IV.6)$$

En présence d'un champ uniforme $h_p(t)$, la saturation du noyau magnétique est alors dissymétrique. Or, cette dissymétrie est identique mais en opposition au niveau des deux bobines de détection (la première et la deuxième bobine de détection voient respectivement la variation de flux due à $[+h_{exc}(t)+h_p(t)]$ et $[-h_{exc}(t)-h_p(t)]$). La tension de sortie du capteur magnétique différentiel ($V_{som}(t)$), étant la somme des tensions ($V(t)$) aux bornes des deux bobines de détection, sera donc nulle. Grâce à notre structure de capteur fluxgate différentiel et à l'utilisation d'un seul noyau magnétique, une élimination théorique parfaite de tout champ uniforme est ainsi obtenue.

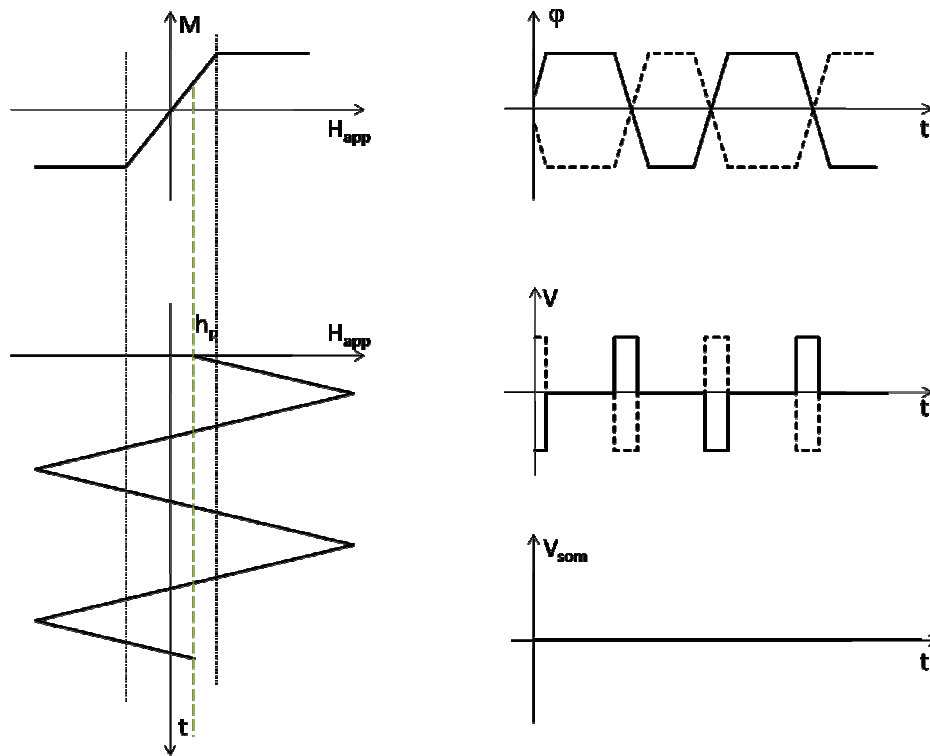


Figure IV-8. Fonctionnement du fluxgate différentiel en présence d'un champ magnétique continu. Les allures en trait continu et en pointillé correspondent respectivement à la première et à la deuxième bobine de détection.

III.2.3. En présence d'un champ magnétique non uniforme - mesure de

courant

Pour une application de mesure de courant, ce capteur fluxgate différentiel doit être disposé au-dessus d'un conducteur en forme de U, de manière à ce que les centres des deux bobines de détection se situent face deux sections parallèles du conducteur en forme de U (Figure IV-9). Lorsque ce conducteur sera traversé par un courant I_c , les deux sections seront donc parcourues par un même courant mais de sens opposé. De ce fait, les tensions induites dans les bobines de détection seront alors :

$$V_1(t) = -N \frac{d\phi_1(t)}{dt} = -NS \frac{db_1(t)}{dt} = -NS' \mu_0 \frac{d(\mu_r [h_{exc}(t) + h_{I_c}(t)])}{dt} \quad (IV.7)$$

$$V_2(t) = -N \frac{d\phi_2(t)}{dt} = NS \frac{db_2(t)}{dt} = NS' \mu_0 \frac{d(\mu_r [h_{exc}(t) - h_{I_c}(t)])}{dt} \quad (IV.8)$$

Par suite, la tension de sortie $V_{som}(t)$ du capteur différentiel, étant égale à la somme des deux tensions $V_1(t)$ et $V_2(t)$, est donc la suivante :

$$V_{som}(t) = V_1(t) + V_2(t) = -2NS' \mu_0 \frac{d(\mu_r h_{I_c}(t))}{dt} \quad (IV.9)$$

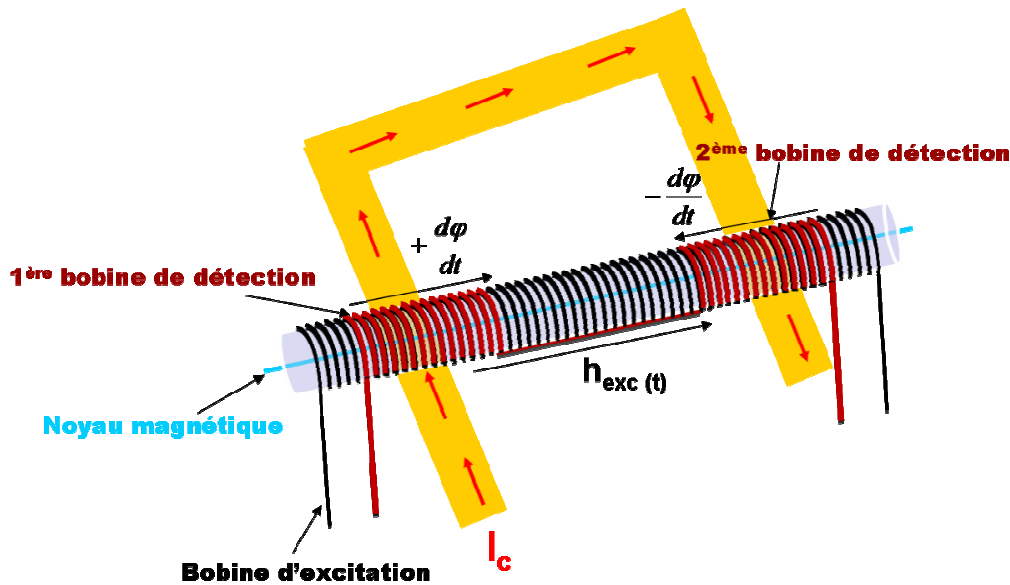


Figure IV-9. Positionnement du capteur fluxgate différentiel pour une mesure d'un courant traversant un conducteur en forme de U.

Dans le cas de mesure d'un courant I_c , la dissymétrie de la saturation du noyau magnétique est non identique au niveau des deux bobines de détection (Figure IV-10) (La première et la deuxième bobine de détection voient respectivement la variation de flux due à $[+h_{exc}(t)+h_{I_c}(t)]$ et $[-h_{exc}(t)+h_{I_c}(t)]$). Ceci va causer un décalage dans la séquence de fonctionnement normale du capteur et va faire apparaître des harmoniques pairs, d'amplitudes importantes, dans le

signal de sortie du fluxgate différentiel. Pour mesurer le courant I_c , une méthode consiste à détecter l'amplitude et le déphasage du deuxième harmonique.

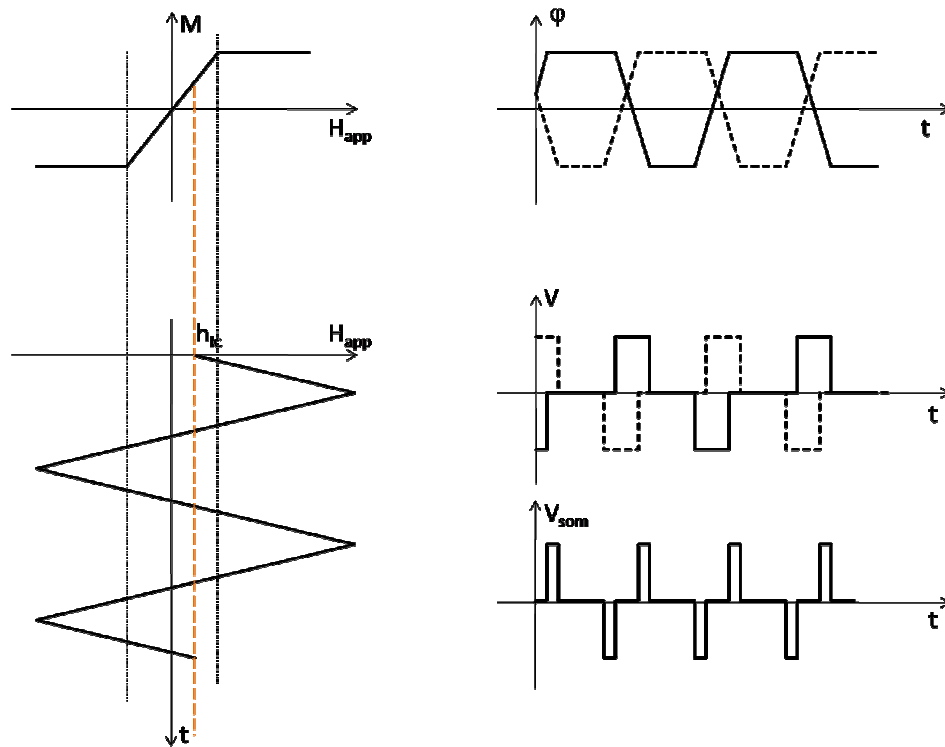


Figure IV-10. Fonctionnement du fluxgate différentiel lors de mesure d'un courant I_c traversant un conducteur en forme de U. Les allures en trait continu et en pointillé correspondent respectivement à la première et à la deuxième bobine de détection.

Dans cette partie, nous avons décrit le principe de fonctionnement du fluxgate différentiel à partir d'un noyau magnétique imaginaire à courbe d'aimantation linéaire (sans hystérésis). Dans le paragraphe suivant, nous allons nous intéresser à l'influence d'un cycle d'hystérésis du noyau magnétique sur la réponse du capteur de courant.

III.2.4. Influence du cycle d'hystérésis sur la réponse du capteur de courant

Dans les capteurs magnétiques de type fluxgate, on note dans la référence [KAM - 2004] que la présence du cycle d'hystérésis de l'aimantation du noyau magnétique introduit un retard dans la séquence d'impulsions, mais n'a aucune influence sur la qualité (sensibilité et dérive en champ (offset)) de la mesure du champ magnétique.

La figure suivante (Figure IV-11) compare le fonctionnement du fluxgate différentiel avec un noyau magnétique réel (avec cycle d'hystérésis) et celui avec un noyau magnétique idéalisé (sans cycle d'hystérésis) en absence de champ magnétique extérieur au capteur. Nous

remarquons que les courbes prenant en compte le cycle d'hystérésis (en rouge) sont décalées temporellement par rapport au cas où nous considérons un noyau magnétique sans hystérésis (en bleu). Les bobines de détection étant identiques et bobinées en opposition, la tension de sortie du fluxgate différentiel ($V_{som}(t)$) est toujours nulle en absence de champ magnétique extérieur au capteur.

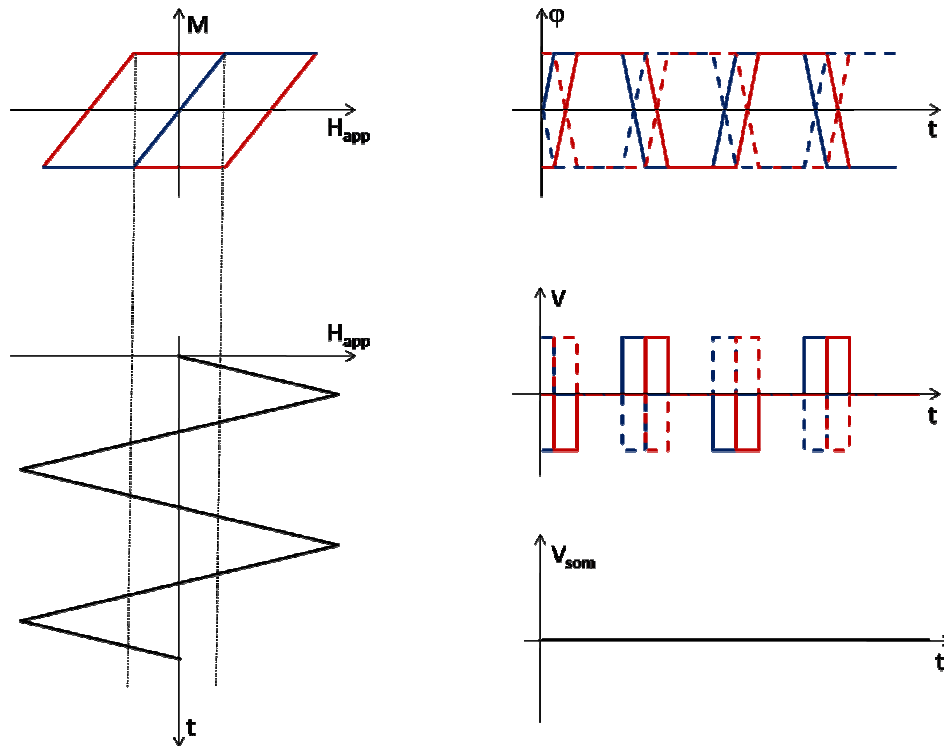


Figure IV-11. En absence de champ magnétique extérieur au capteur : Les courbes (en rouge) prenant en compte le cycle d'hystérésis sont décalées temporellement par rapport au cas où nous considérons un noyau magnétique imaginaire sans hystérésis (en bleu). Les allures en trait continu et en pointillé correspondent respectivement à la première et à la deuxième bobine de détection.

Dans le cas de la mesure d'un courant traversant un conducteur en forme de U, le cycle d'hystérésis provoque un décalage temporel des signaux vus par les bobines de détection (Figure IV-12). L'amplitude du second harmonique reste inchangée par rapport au cas sans hystérésis. Seule la phase est modifiée. Les principes énoncés précédemment restent donc valides.

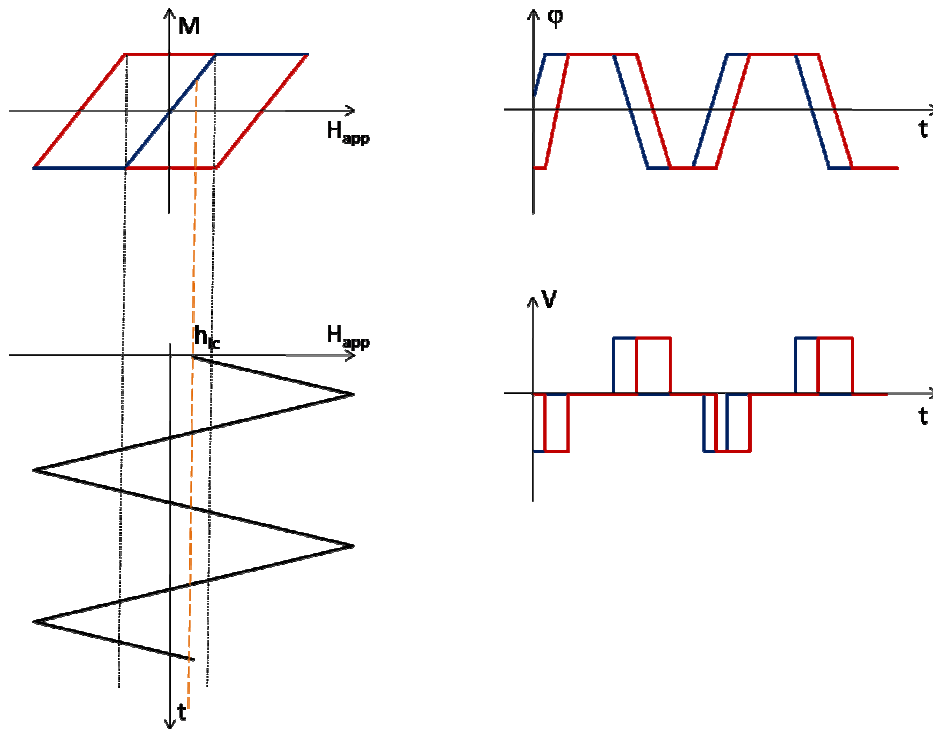


Figure IV-12. En cas de mesure de courant : Les courbes (en rouge) prenant en compte le cycle d'hystérésis sont décalées temporellement par rapport au cas où nous considérons un noyau magnétique sans hystérésis (en bleu).

III.2.5. Calcul analytique de la réponse du capteur de courant

Nous avons proposé dans la partie précédente une présentation qualitative du fonctionnement de notre capteur. Nous nous proposons maintenant de réaliser une étude plus quantitative basée sur un modèle analytique. Ce modèle, même s'il reste simplifié, n'en demeure pas moins d'un grand intérêt pour une première détermination des paramètres influents du système. En particulier, il peut être d'un grand secours pour prédéfinir les paramètres géométriques du capteur en fonction des gammes de mesure visées lors de sa conception.

Soit $h(t, H_{exc}, T)$ un signal triangulaire périodique (de période T) alimentant la bobine d'excitation du fluxgate différentiel. $h(t, H_{exc}, T)$ est donné par la relation (IV.10) où H_{exc} représente l'amplitude du champ traversant la bobine d'excitation en absence de noyau magnétique :

$$h(t, H_{exc}, T) = \begin{cases} \frac{4H_{exc}}{T} t & t \in [0; \frac{T}{4}] \\ -\frac{4H_{exc}}{T} t + 2H_{exc} & t \in [\frac{T}{4}; \frac{3T}{4}] \\ \frac{4H_{exc}}{T} t - 4H_{exc} & t \in [\frac{3T}{4}; T] \end{cases} \quad \text{où} \quad H_{exc} = NI_{exc} \quad (IV.10)$$

N est le nombre de spires par unité de longueur de la bobine d'excitation.

I_{exc} est l'amplitude du courant d'excitation.

Nous considérons le cas où le fluxgate différentiel est disposé au-dessus des sections d'un conducteur en forme de U. Sans tenir compte du champ démagnétisant dans le noyau magnétique, nous supposons que le champ d'excitation est égal au champ interne (H_i) du noyau magnétique ($H_i = h(t, H_{exc}, T)$). De ce fait, la première bobine de détection est traversée par la somme du champ d'excitation $h(t, H_{exc}, T)$ et du champ créé par le courant à mesurer H_{Ic} (IV.11), alors que la deuxième bobine de détection, qui est bobinée en opposition par rapport à la première bobine de détection, sera traversée par la somme du champ H_{Ic} et de l'opposé du champ d'excitation ($-h(t, H_{exc}, T)$) (IV.12).

$$h_1(t, H_{exc}, H_{Ic}, T) = h(t, H_{exc}, T) + H_{Ic} \quad (IV.11)$$

$$h_2(t, H_{exc}, H_{Ic}, T) = -h(t, H_{exc}, T) + H_{Ic} \quad (IV.12)$$

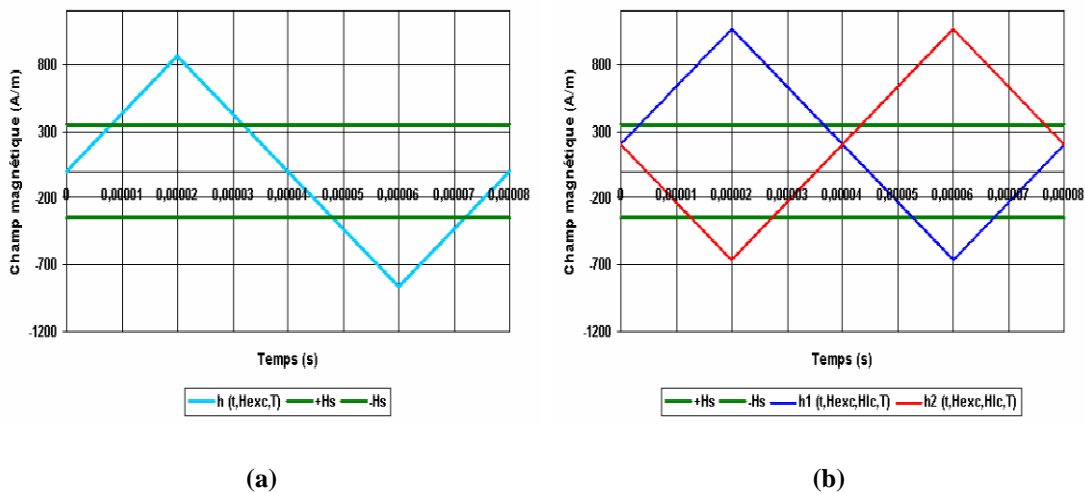


Figure IV-13. (a) Champ d'excitation triangulaire du fluxgate différentiel. (b) Cas de mesure de courant : la courbe en bleu représente le champ qui traverse la première bobine de détection et celle en rouge le champ qui traverse la deuxième bobine de détection.

Par suite, les inductions magnétiques engendrées au niveau des deux bobines de détection (Figure IV-14) seront donc les suivantes :

$$B_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T, H_s, \mu_r) = \begin{cases} \mu_0 \mu_r h_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T) & \text{si } -H_s < h_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T) < H_s \\ +B_s & \text{si } h_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T) \geq H_s \\ -B_s & \text{si } h_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T) \leq -H_s \end{cases} \quad (IV.13)$$

$$B_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T, H_s, \mu_r) = \begin{cases} \mu_0 \mu_r h_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T) & \text{si } -H_s < h_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T) < H_s \\ +B_s & \text{si } h_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T) \geq H_s \\ -B_s & \text{si } h_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T) \leq -H_s \end{cases} \quad (IV.14)$$

où μ_r est la perméabilité relative du noyau magnétique.

B_s est l'induction à saturation du noyau magnétique.

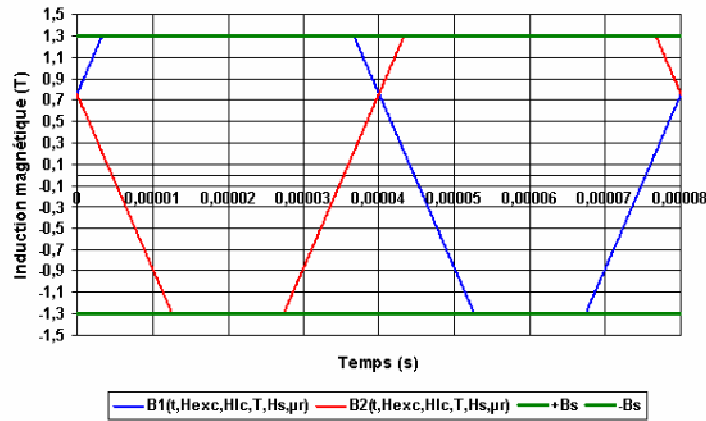


Figure IV-14. Cas de la mesure d'un courant : la courbe en bleu représente la variation par rapport au temps de l'induction magnétique dans la première bobine de détection et celle en rouge la variation par rapport au temps de l'induction magnétique dans la deuxième bobine de détection.

La tension de sortie du fluxgate différentiel (Figure IV-15 (b)) n'est autre que la somme des tensions délivrées aux bornes des deux bobines de détection (Figure IV-15 (a)) :

$$V_{som}(t, H_{exc}, H_{lc}, T, H_s, \mu_r, d, N) = V_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T, \mu_r, d, N) + V_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T, \mu_r, d, N) \quad (IV.15)$$

Avec :

$$V_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T, H_s, \mu_r, d, N) = \begin{cases} -N \frac{\pi d^2}{4} \mu_0 \mu_r \frac{dh_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T)}{dt} & \text{si } -H_s < h_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T) < H_s \\ 0 & \text{si } h_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T) \geq H_s \\ 0 & \text{si } h_1(t, H_{exc}, H_{lc}, T) \leq -H_s \end{cases} \quad (IV.16)$$

$$V_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T, H_s, \mu_r, d, N) = \begin{cases} -N \frac{\pi d^2}{4} \mu_0 \mu_r \frac{dh_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T)}{dt} & \text{si } -H_s < h_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T) < H_s \\ 0 & \text{si } h_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T) \geq H_s \\ 0 & \text{si } h_2(t, H_{exc}, H_{lc}, T) \leq -H_s \end{cases} \quad (IV.17)$$

où d représente le diamètre du noyau magnétique.

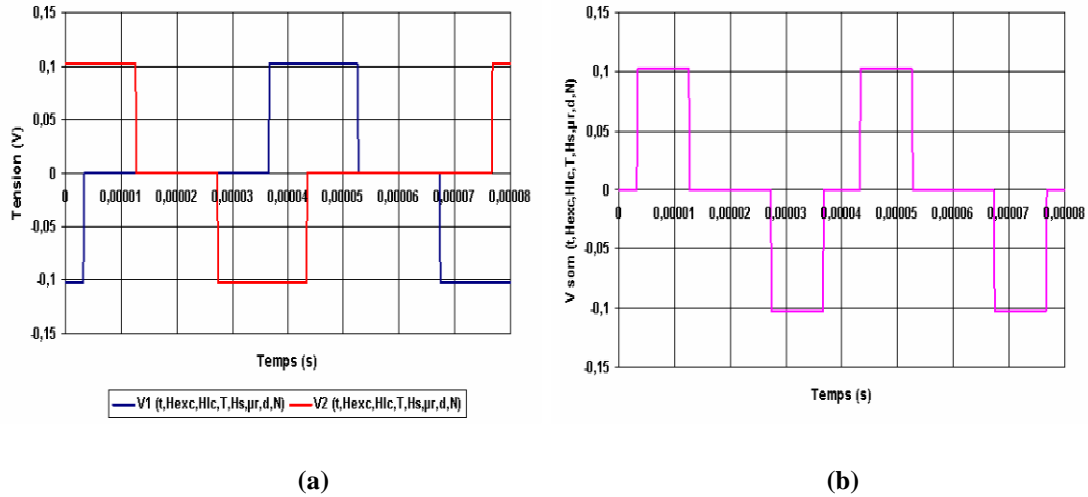


Figure IV-15. Cas de la mesure de courant : (a) Tensions induites dans les bobines de détection. (b) Tension de sortie du fluxgate différentiel.

L'évaluation du deuxième harmonique à l'aide de la méthode de détection synchrone consiste à multiplier le signal du capteur à analyser par un signal carré (+1,-1) de fréquence double (Figure IV-16). Dans ce qui suit, nous allons calculer et tracer l'amplitude du deuxième harmonique du signal de sortie de fluxgate différentiel en fonction du champ créé par le courant I_c à mesurer. En effet, l'amplitude du deuxième harmonique n'est autre que la moyenne du signal de sortie du capteur redressé.

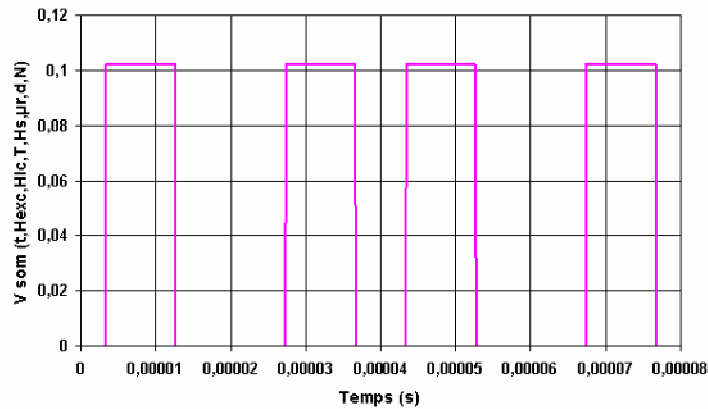


Figure IV-16. Cas de la mesure de courant : Tension de sortie du fluxgate différentiel redressée.

Pour des raisons de simplification, dans les calculs qui suivent, nous ne considérerons que le cas où l'amplitude du champ d'excitation est supérieure ou égale à deux fois la valeur du champ de saturation, ce qui assure une saturation « suffisante » du matériau. Nous pouvons différencier plusieurs cas :

- $H_{Ic} \leq H_s$

Considérons le cas où le champ H_{Ic} créé par le courant (I_c) à mesurer est inférieur ou égal à H_s (champ à saturation du noyau magnétique), nous obtenons les courbes suivantes :

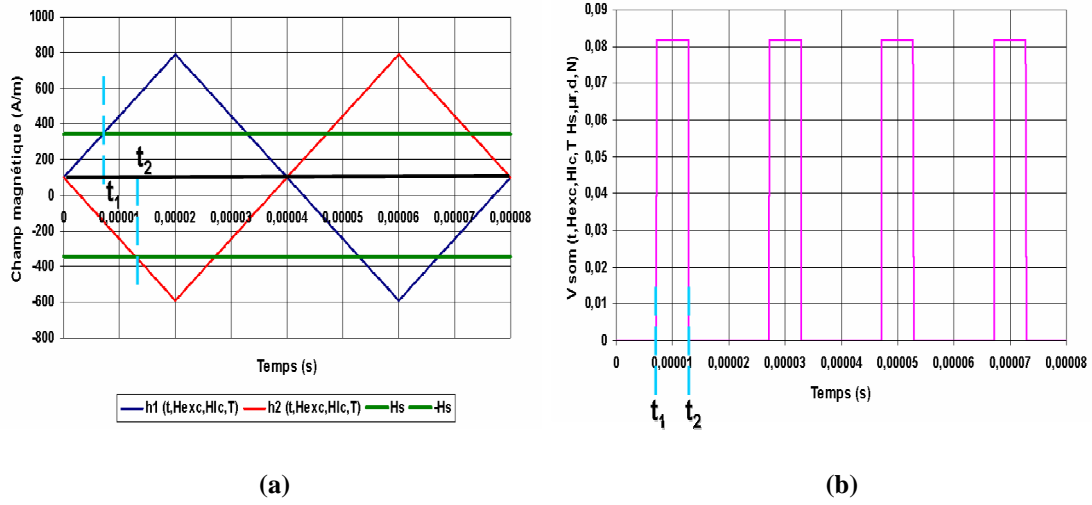


Figure IV-17. Cas où $H_{Ic} \leq H_s$: (a) Variation par rapport au temps des champs traversant les deux bobines de détection. (b) Tension de sortie du fluxgate différentiel.

L'amplitude du deuxième harmonique V_{h_2} du signal de sortie du fluxgate différentiel est donnée par :

$$V_{h_2} = V_{\max} \frac{\Delta t}{T/4} \quad \text{où} \quad \Delta t = t_2 - t_1 \quad (\text{IV.18})$$

t_1 et t_2 représentent les instants où les champs magnétiques $h_1(t, H_{exc}, H_{Ic}, T)$ et $h_2(t, H_{exc}, H_{Ic}, T)$, traversant les deux bobines de détection, atteignent respectivement $+H_s$ et $-H_s$:

$$H_{Ic} + h(t_1, H_{exc}, T) = H_s \quad (\text{IV.19})$$

$$H_{Ic} - h(t_2, H_{exc}, T) = -H_s \quad (\text{IV.20})$$

Δt sera donc égal à :

$$\Delta t = \frac{2H_{Ic}}{H_{exc}} \frac{T}{4} \quad (\text{IV.21})$$

Par suite, pour le cas où $H_{Ic} \leq H_s$, l'amplitude du deuxième harmonique est donnée par :

$$V_{h_2} = 8NS' \frac{B_s}{H_s} H_{Ic} \frac{1}{T} \quad \text{où} \quad S' = \frac{\pi d^2}{4} \quad (\text{IV.22})$$

S' et d sont la section et le diamètre du noyau magnétique.

Notons que cette tension V_{h_2} est directement proportionnelle au champ H_{Ic} créé par le courant à mesurer. Nous sommes dans la zone de linéarité et donc nous nous rapprocherons

de l'étude de fonctionnement théorique du capteur.

- $H_s < H_{Ic} < H_{exc} - H_s$

Considérons le cas où le champ H_{Ic} créé par le courant à mesurer est supérieur à H_s (champ à saturation du noyau magnétique) et inférieur à $H_{exc} - H_s$ (H_{exc} représente l'amplitude du signal d'excitation triangulaire), nous avons alors les courbes suivantes :

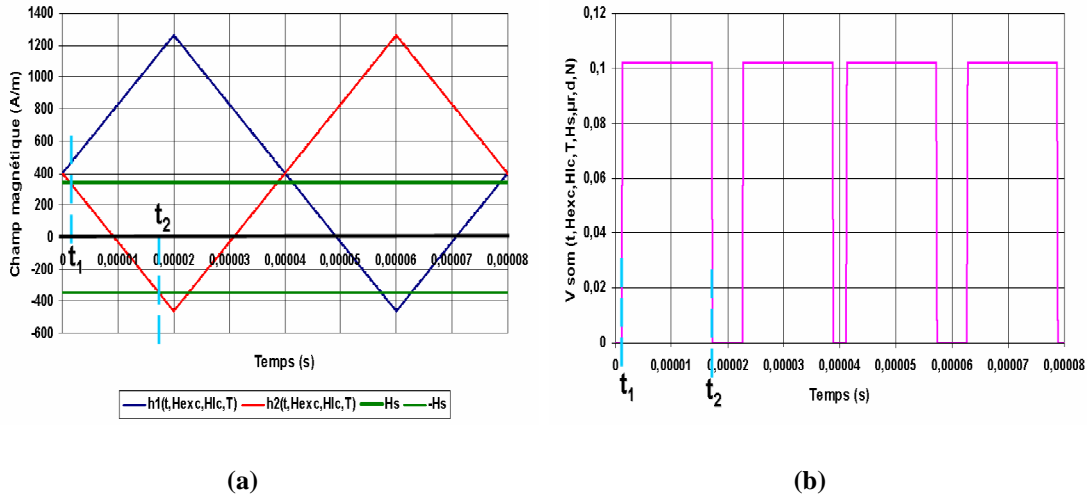


Figure IV-18. Cas où $H_s < H_{Ic} < H_{exc} - H_s$: (a) Variation par rapport au temps des champs traversant les deux bobines de détection. (b) Tension de sortie du fluxgate différentiel.

Dans ce cas, Δt sera égal à :

$$\Delta t = \frac{2H_s T}{H_{exc} 4} \quad (IV.23)$$

L'amplitude du deuxième harmonique du signal de sortie du fluxgate différentiel vaut :

$$V_{h_2} = 8NS' B_s \frac{1}{T} \quad (IV.24)$$

Cette tension V_{h_2} est constante et ne dépend que des paramètres géométriques du capteur, des caractéristiques du noyau magnétique et de la fréquence d'excitation ($f = \frac{1}{T}$). Elle est indépendante des courants d'excitation I_{exc} et du courant I_c à mesurer.

- $H_{exc} - H_s < H_{Ic} < H_{exc} + H_s$

Considérons maintenant le cas où le champ H_{Ic} créé par le courant à mesurer est supérieur à $H_{exc} - H_s$ et inférieur à $H_{exc} + H_s$, nous avons alors les courbes suivantes :

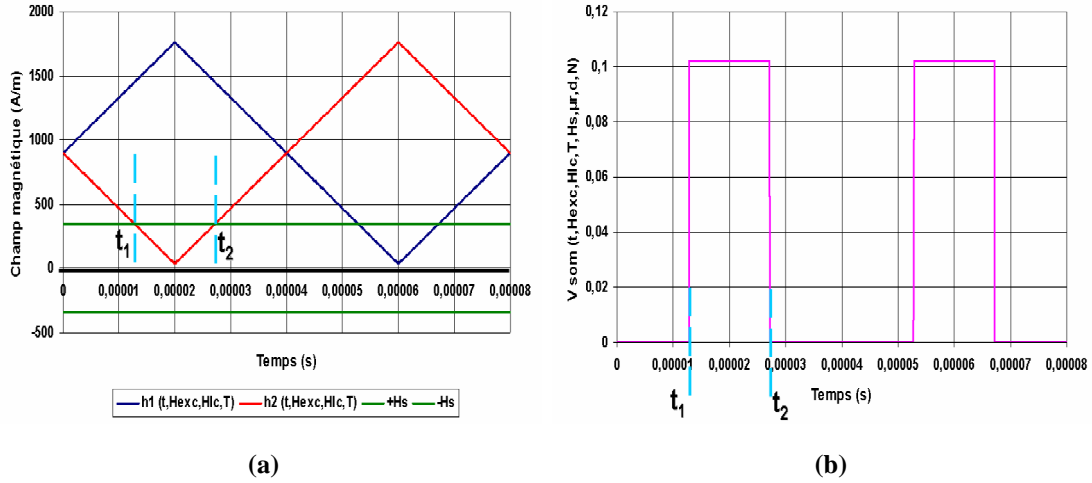


Figure IV-19. Cas où $H_{exc}-H_s < H_{Ic} < H_{exc}+H_s$: (a) Variation par rapport au temps des champs traversant les deux bobines de détection. (b) Tension de sortie du fluxgate différentiel.

Pour $H_{exc}-H_s < H_{Ic} < H_{exc}+H_s$, Δt sera égal à :

$$\Delta t = 2 \frac{H_{exc} - H_{Ic} + H_s}{H_{exc}} \frac{T}{4} \quad (IV.25)$$

L'amplitude du deuxième harmonique de la tension de sortie du fluxgate différentiel vaut donc :

$$V_{h_2} = 4NS'B_s \frac{1}{T} \frac{H_{exc} - H_{Ic} + H_s}{H_s} \quad (IV.26)$$

Pour résumer, pour les trois zones précédentes, nous obtenons comme amplitude du deuxième harmonique du signal de sortie du capteur :

$$V_{h_2} = \begin{cases} 8NS'B_s \frac{H_{Ic}}{H_s} \frac{1}{T} & \text{si } 0 < H_{Ic} < H_s \\ 8NS'B_s \frac{1}{T} & \text{si } H_s < H_{Ic} < H_{exc} - H_s \\ 4NS'B_s \frac{1}{T} \frac{H_{exc} - H_{Ic} + H_s}{H_s} & \text{si } H_{exc} - H_s < H_{Ic} < H_{exc} + H_s \end{cases} \quad (IV.27)$$

Après la normalisation de tous les paramètres à 1, nous avons tracé sur la courbe suivante l'amplitude du deuxième harmonique du signal de sortie du fluxgate différentiel en fonction de H_{Ic} / H_s pour différentes valeurs du champ d'excitation H_{exc} ($H_{exc}=2H_s$, $H_{exc}=3H_s$ et $H_{exc}=4H_s$). Remarquons que pour les trois cas présentés, la sensibilité (défini par le rapport suivant : $V_{h_2} / (H_{Ic} / H_s)$) du capteur dans sa zone de linéarité est la même.

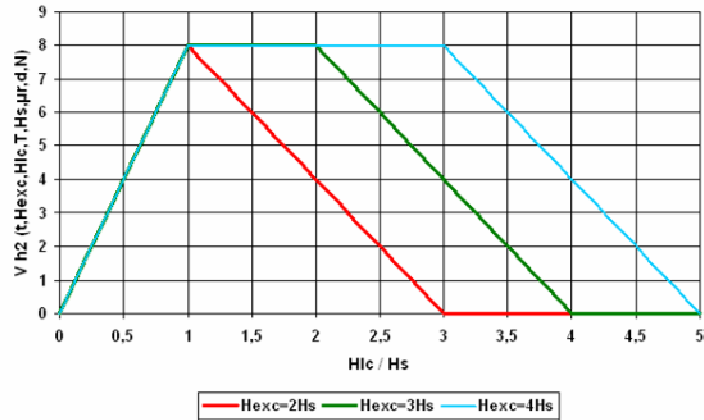


Figure IV-20. Variation de l'amplitude du deuxième harmonique de la tension de sortie du fluxgate différentiel en fonction de H_{Ic} / H_s pour différentes valeurs de champ d'excitation H_{exc} .

D'après la relation (IV.27), nous pouvons conclure que pour augmenter la sensibilité ($V_{h2} / (H_{Ic} / H_s)$) du capteur, nous pouvons augmenter soit le nombre de spires N des bobines de détection, soit le diamètre d du noyau magnétique ou soit la fréquence f du signal d'excitation. Une autre alternative est d'utiliser un noyau magnétique très perméable, c'est-à-dire à perméabilité et à induction à saturation élevées. Or, nous remarquons qu'un champ à saturation H_s très faible va limiter la gamme de mesure du courant. On en déduit que pour travailler dans une large plage de linéarité du capteur de courant, nous avons intérêt à choisir un noyau magnétique possédant un champ à saturation élevé. En d'autre terme, il faut trouver un compromis entre la perméabilité et l'induction à saturation du noyau magnétique pour une gamme donnée de mesure de courant.

III.3. Validation expérimentale de la nouvelle structure de capteur de courant

Dans cette partie, nous allons présenter la réalisation d'un prototype centimétrique d'un capteur fluxgate différentiel. Nous présentons ensuite les résultats expérimentaux pour l'application de mesure de courant nous intéressant. Ces résultats vont nous permettre de valider expérimentalement le travail de conception accompli. Nous allons voir l'intérêt de notre nouvelle structure de capteur de courant dans l'amélioration de la réjection des perturbations magnétiques et donc dans la diminution des erreurs relatives à la mesure de courant.

III.3.1. Fabrication du capteur fluxgate différentiel

En utilisant un noyau creux en plastique, des fils de cuivre et un noyau magnétique, nous

avons fabriqué un fluxgate différentiel centimétrique de forme géométrique linéaire. Ce capteur différentiel est composé d'une bobine d'excitation de 300 spires environ et de deux bobines de détection identiques de 80 spires chacune, reliées électriquement entre elles et bobinées en opposition (Figure IV-21). Comme noyau magnétique, nous avons utilisé un fil très fin d'amorphe (FeCoSiB) possédant une induction à saturation de 1,3 T et un champ coercitif de 480 A/m.

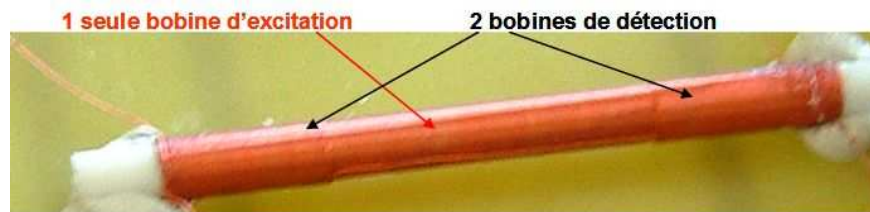


Figure IV-21. Photo du capteur fluxgate différentiel fabriqué dans notre laboratoire (G2elab).

Malgré toutes les précautions prises en compte durant la fabrication de ce prototype, une dissymétrie a été mesurée au niveau des bobines de détection, ce qui a nécessité un réajustage du nombre de spires. Nous avons donc enlevé le noyau magnétique doux du capteur, alimenté la bobine d'excitation et ajusté le nombre de spires sur les bobines de détection pour obtenir une tension nulle en sortie du capteur. Une fois le nombre de spires réglé, nous insérons le fil d'amorphe à l'intérieur du noyau en plastique sur lequel les bobines ont été enroulées. Le capteur est ensuite placé dans un champ continu (le champ terrestre). Nous déplaçons le fil amorphe à l'intérieur du noyau en plastique pour arriver à mesurer une tension quasi nulle en sortie du prototype. Il est à noter que cette étape d'équilibrage sera éliminée lors de l'intégration du dispositif chez notre partenaire le CEA/LETI car le positionnement du noyau magnétique suivant l'axe de mesure du capteur fluxgate ainsi que le nombre de spires des bobines d'excitation et de détection seront mieux maîtrisés.

III.3.2. Présentation des moyens expérimentaux

La figure (Figure IV-22) montre la photo du banc d'essai. Nous avons disposé le capteur fluxgate différentiel au-dessus des sections d'un conducteur en forme de U. L'échelle est toujours macroscopique (centimétrique). Les sections du conducteur en forme de U sont séparées de 3 cm et la distance séparant le noyau magnétique du centre du conducteur est de 4 mm. Un générateur basse fréquence alimente la bobine d'excitation. La sortie du dispositif est reliée à la fois à un oscilloscope qui permet d'observer le spectre de tension et à un détecteur synchrone (de précision de l'ordre de 0,2 %). Ce dernier permet la lecture directe de l'amplitude et du déphasage du deuxième harmonique. Une source de courant continu permet

de délivrer un courant à travers le conducteur en forme de U. Un capteur de courant (précision 2 % sur une gamme de mesure de courant de ± 12 A), inséré dans le circuit, est pris comme capteur de référence.

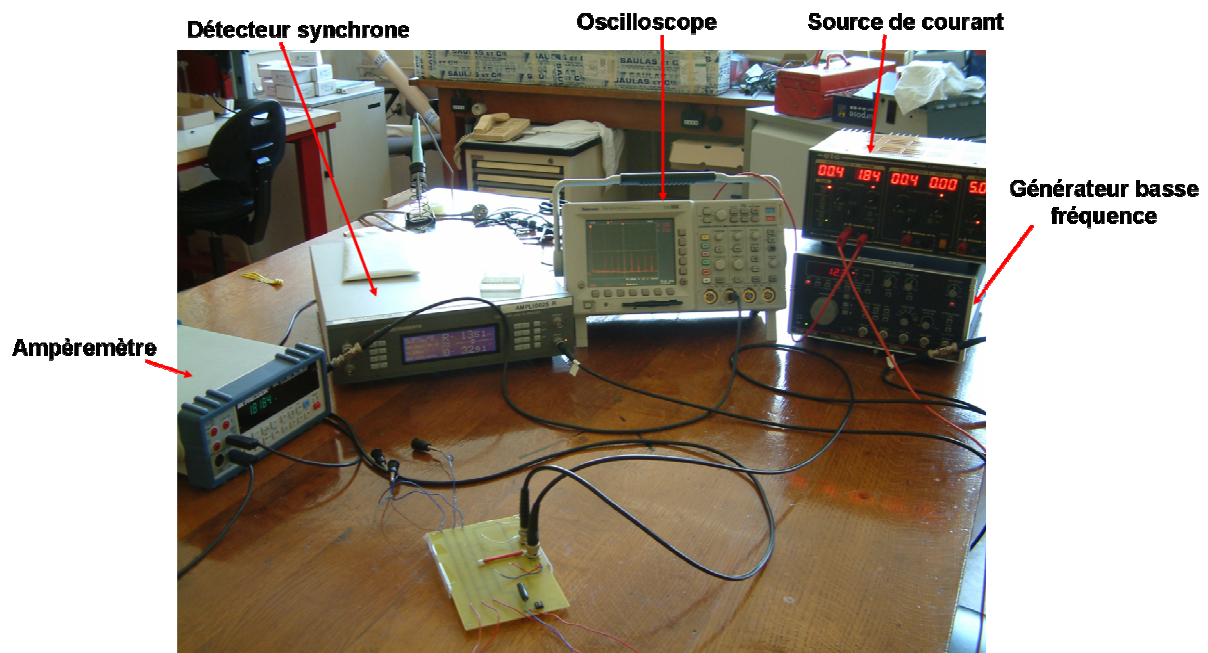


Figure IV-22. Photo du banc d'essai.

III.3.3. Mesure de courant en utilisant la nouvelle structure de capteur de courant

La bobine d'excitation du capteur fluxgate différentiel est alimentée par un courant alternatif, de forme cette fois-ci sinusoïdale et d'intensités différentes (52 mA, 200 mA et 290 mA) à une fréquence d'excitation de 12,5 kHz. Les intensités du courant d'excitation ont été choisies de manière à avoir montrer expérimentalement trois cas de figure : le cas où le noyau magnétique n'est pas saturé, le cas limite de la saturation du noyau magnétique et le cas de saturation suffisante du noyau magnétique. A l'aide du détecteur synchrone, nous avons relevé et tracé l'amplitude du deuxième harmonique du signal de sortie du fluxgate différentiel en fonction du courant à mesurer traversant le conducteur en forme de U (Figure IV-23).

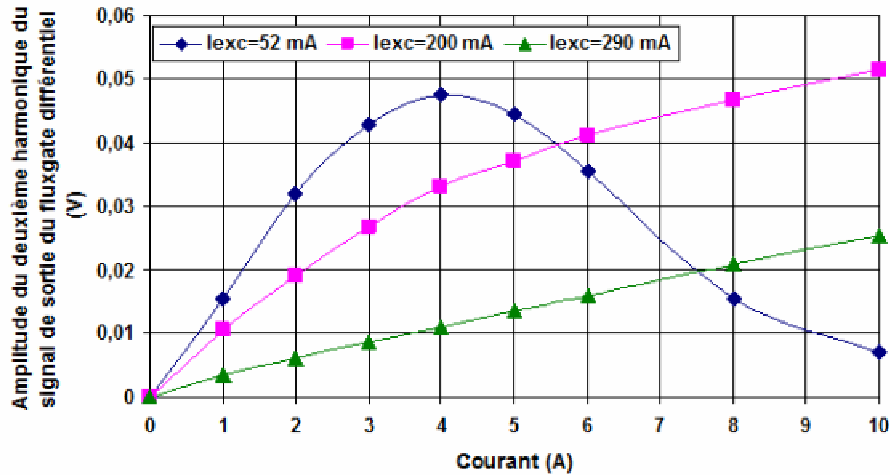


Figure IV-23. Mesures expérimentales de courant allant de 0 à 10 A pour différentes intensités de courant d'excitation.

Nous sommes maintenant confrontés à un capteur réel. En particulier, lorsqu'un courant de 52 mA traverse la bobine d'excitation (nombre de spires $N=300$ et longueur de la bobine $=42$ mm), celui-ci génère un champ théorique de 370 A/m à l'intérieur de la bobine d'excitation et en l'absence du noyau magnétique. Cependant, le champ interne H_i du noyau magnétique diffère de ce champ d'excitation ($H_{exc}=370$ A/m) car il faut lui ajouter le champ démagnétisant (H_d) :

$$H_i = H_{exc} + H_d \quad (IV.28)$$

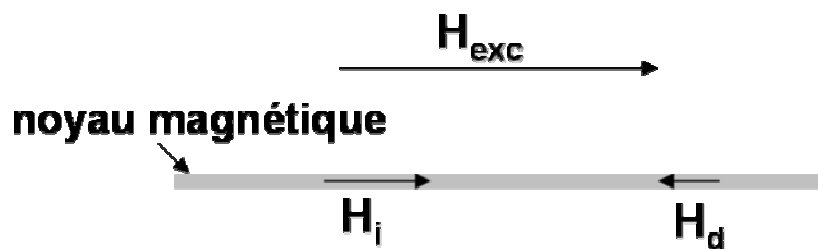


Figure IV-24. Représentation du champ démagnétisant dans un noyau magnétique.

Il faut signaler que le champ démagnétisant H_d est induit par l'aimantation du noyau magnétique et possède une direction opposée au champ d'excitation H_{exc} . Si le noyau magnétique est très long, le champ démagnétisant au centre du barreau sera très faible mais très élevé à ses extrémités. Si l'on cherche à réduire le champ démagnétisant, il est donc préférable de prendre un noyau magnétique très allongé et de travailler loin de ses extrémités ou mieux encore de prendre un noyau magnétique fermé.

Dans notre cas, les bobines de détection sont proches des extrémités du noyau magnétique.

Le champ est donc différent du champ inducteur et le noyau face aux deux bobines de détection est plus difficile à saturer. Ceci sera plus précisément montré dans la partie consacrée à la modélisation du système. En toute rigueur, il faut noter que le champ magnétique interne du noyau magnétique est inférieur (compte tenu de la présence du champ démagnétisant) au champ d'excitation que nous imposons.

Revenons aux résultats de l'expérience, le champ d'excitation créé par le courant de 52 mA, est de l'ordre de 370 A/m. Le champ interne est inférieur à cette valeur et donc au champ coercitif ($H_c=480$ A/m) du fil amorphe, il sera donc incapable de le saturer. Cette conclusion a été vérifiée expérimentalement en relevant le cycle d'hystérésis du noyau magnétique pour un courant d'excitation de 52 mA (Figure IV-25). L'induction à saturation ($B_s=1,3$ T) du noyau magnétique n'est jamais atteinte. Logiquement, le principe de fonctionnement du fluxgate, basé sur la saturation du noyau magnétique, n'est donc pas mis en œuvre. Le signal mesuré est dû au parcours d'un cycle d'hystérésis mineur du noyau magnétique. Ce type de fonctionnement est à proscrire car un choc magnétique est susceptible d'entraîner le parcours d'un autre cycle mineur et de modifier le point de fonctionnement de ce capteur.

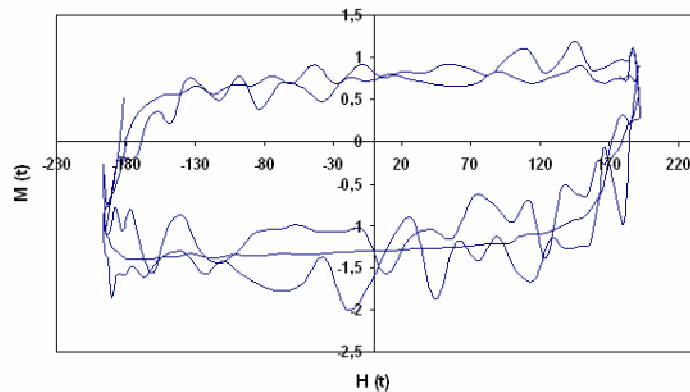


Figure IV-25. Cycle d'hystérésis mineur du fil amorphe (FeCoSiB) pour $I_{exc}=52$ mA.

En augmentant le courant d'excitation à 200 mA, un champ d'excitation de 1429 A/m environ sera ainsi créé. Dans ce cas, nous pouvons remarquer la quasi saturation du noyau magnétique sur la courbe $M(H)$ de la figure (Figure IV-26). Cet état représente le cas limite. La linéarité de la réponse du capteur de courant est ainsi observée sur une gamme de courant de ± 4 A.

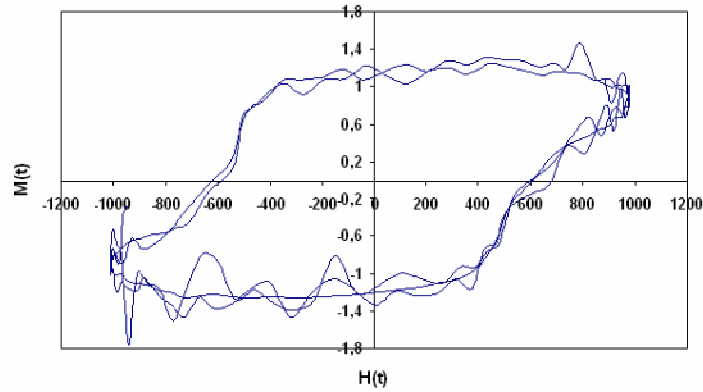


Figure IV-26. Cycle d'hystérésis du fil amorphe (FeCoSiB) pour $I_{exc}=200$ mA.

Pour saturer suffisamment le noyau magnétique, nous avons augmenté le courant d'excitation à 290 mA. Nous avons vérifié cette saturation suffisante en relevant le cycle d'hystérésis du fil amorphe pour ce courant d'excitation (Figure IV-27). Le capteur fonctionne bien en fluxgate et une linéarité de réponse de capteur est observée jusqu'à 10 A.

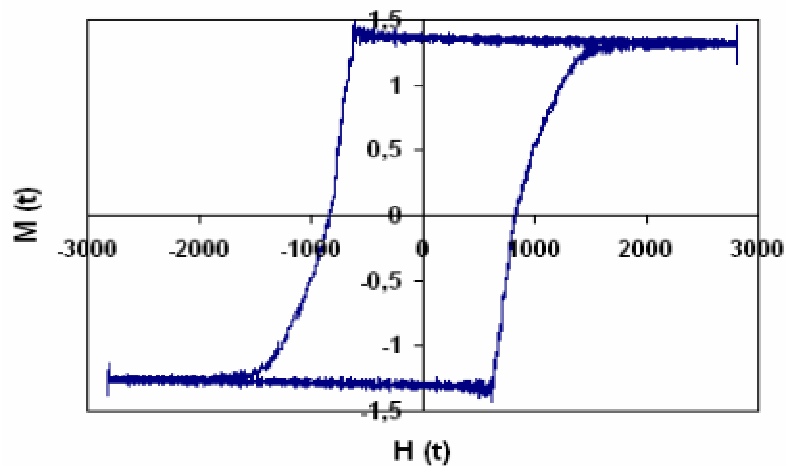


Figure IV-27. Cycle d'hystérésis du fil amorphe (FeCoSiB) pour $I_{exc}=290$ mA.

Pour résumer, le courant d'excitation doit être choisi pour saturer le noyau. Cette saturation dépend essentiellement de caractéristiques géométriques du capteur (nombre de spires d'excitation, section et longueur du noyau magnétique). Pour augmenter la gamme de mesure du capteur, il faut trouver un matériau possédant un champ de saturation H_S élevé (équation IV.27). Pour augmenter sa sensibilité, un matériau possédant une perméabilité à l'origine importante est nécessaire. En particulier, si nous désirons réaliser un capteur large gamme dont la précision n'est pas la contrainte la plus importante, un matériau à faible perméabilité et à faible induction à saturation est pertinent.

D'autres solutions pour faire évoluer ces paramètres consiste à augmenter la fréquence d'excitation, le nombre de spire des bobines de détection et le diamètre du noyau magnétique. Il est également possible de jouer sur le champ démagnétisant, ce qui augmente la consommation.

III.3.4. Réjection des perturbations extérieures

Dans un premier temps, nous avons mesuré des courants dans le champ terrestre. Dans la figure suivante (Figure IV-28), nous avons tracé l'amplitude du deuxième harmonique du signal de sortie du fluxgate différentiel en fonction de la position de notre capteur dans le champ terrestre. La valeur du courant à mesurer est faible et de 0,05 A.

Le courant maximal qui peut être mesuré avec notre fluxgate différentiel est environ de 20 A (valeur obtenue par les calcul éléments finis qui sera présentée dans la prochaine partie). Le courant de réglage maximal vaut donc 1,33 A (d'après le cahier des charges, $I_{\max}=15I_r$).

Dans ce cas, nous avons obtenu une erreur relative (donnée par la relation (IV.1)) maximale de 3,76 %. Rappelons que, avec les deux fluxgates distincts de la marque Bartington, nous avons obtenu une erreur relative de 10 % en présence du champ terrestre. Nous pouvons donc constater l'intérêt de notre nouvelle structure de capteur de courant dans l'amélioration de la réjection des perturbations magnétiques uniformes. Cette amélioration est due à la réduction des problèmes de désalignements entre les capteurs de champ (bobines de détection). Ceci est obtenu grâce à l'utilisation d'un seul noyau magnétique et à la structure originale du fluxgate différentiel.

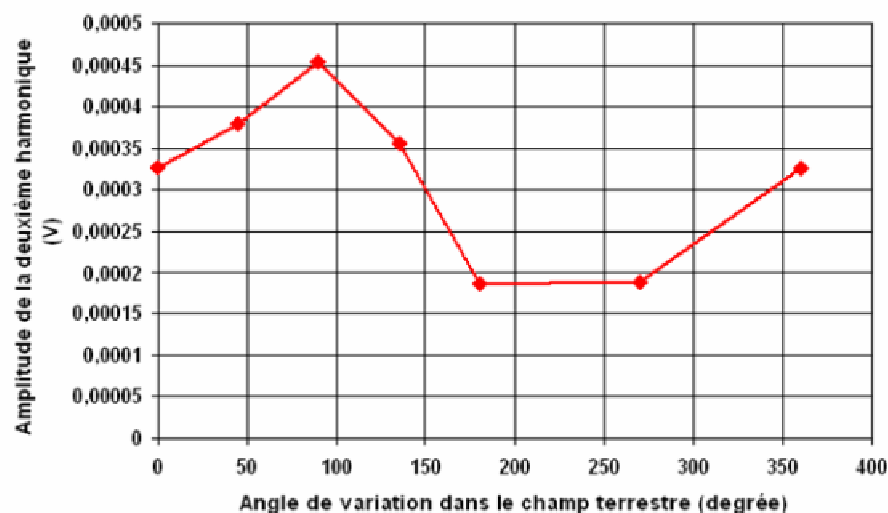


Figure IV-28. Mesure d'un courant de 0,05 A dans le champ terrestre en utilisant le fluxgate différentiel.

Un deuxième essai concerne la mesure de faibles courants en présence d'un conducteur perturbateur traversé par un courant trois cent fois plus grand que le courant à mesurer. Ce conducteur perturbateur est placé à une distance de 10 cm du conducteur en forme de U (Figure IV-29). Cette position correspond à un champ perturbateur perpendiculaire à l'axe de mesure du capteur différentiel (Figure II-9). D'après la figure IV-29, nous nous apercevons que la présence du courant perturbateur n'a que peu d'influence sur la mesure de courant. L'erreur relative maximale obtenue lors de la mesure d'un courant (0,01 A) en présence d'un courant perturbateur (3,23 A) est de l'ordre de 6 %. Ceci montre l'intérêt de la nouvelle structure de capteur de courant dans la réjection des perturbations non uniformes. De plus, cette erreur de 6 % pourra être diminuée avec une intégration du système où le fluxgate différentiel pourra être approché du conducteur et sa fabrication géométriquement bien mieux maîtrisée. Evidemment l'introduction d'un blindage la fera encore chuter.

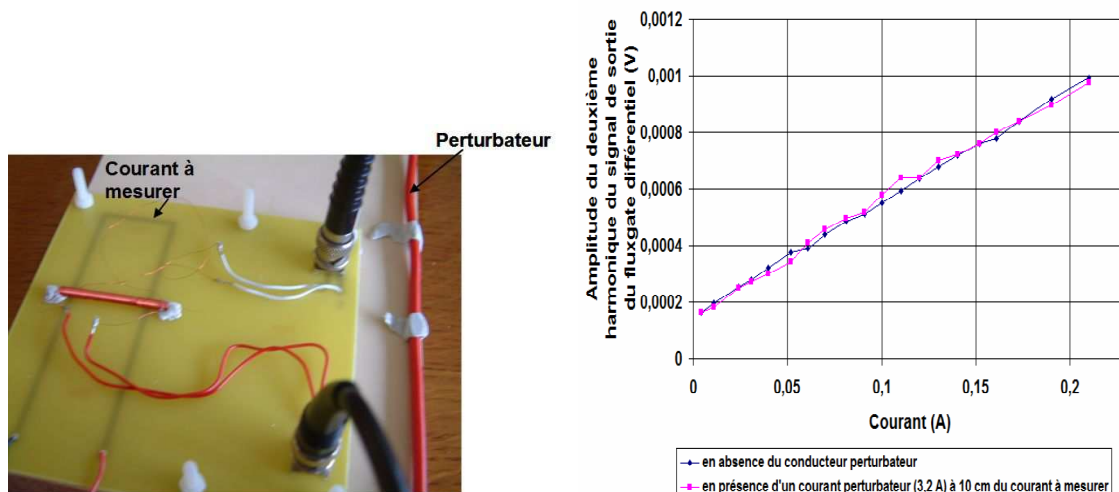


Figure IV-29. Mesure de courant et amélioration de la réjection des perturbations magnétiques.

D'après les résultats expérimentaux, nous avons pu remarquer l'intérêt de cette nouvelle structure de capteur de courant dans l'amélioration de la réjection des perturbations magnétiques. Cette amélioration est due à la réduction des problèmes de désalignements rencontrés précédemment lors de l'utilisation de deux capteurs magnétiques fluxgate distincts. Cependant, la consommation de la nouvelle structure du capteur de courant en énergie électrique liée au courant d'excitation demeure encore élevée. Cette nouvelle structure de capteur de courant constitue une solution intéressante pour notre projet. Nous espérons ainsi, en l'associant avec un blindage, répondre au cahier des charges.

III.4. Modélisation de la structure de capteur de courant sous Flux 2D

Dans ce paragraphe, nous allons développer un modèle de notre capteur de courant sous le logiciel Flux2D [CEDRAT]. Le but est de mieux comprendre son principe de fonctionnement et de connaître le comportement magnétique réel du noyau sous l'effet de l'intensité du courant d'excitation.

III.4.1. Description de la structure étudiée sous Flux2D

La modélisation de la nouvelle structure de capteur de courant, formée par le capteur magnétique fluxgate différentiel et le conducteur en forme de U, a été réalisée en deux dimensions. Rigoureusement, ce modèle n'est pas exact puisque la géométrie, et plus particulièrement le conducteur en forme de U est en trois dimensions. Pourtant, une telle modélisation en trois dimensions, couplée circuit et fortement non linéaire est toujours complexe. Nous avons donc préféré nous concentrer sur une géométrie en deux dimensions (axisymétrique) plus simple. Nous considérons que le conducteur portant le courant à mesurer possède la forme de deux anneaux entourant le capteur différentiel. Cette modification de géométrie va conduire à un champ généré par le conducteur différent de la réalité, mais pour laquelle cette différence peut cependant être évaluée.

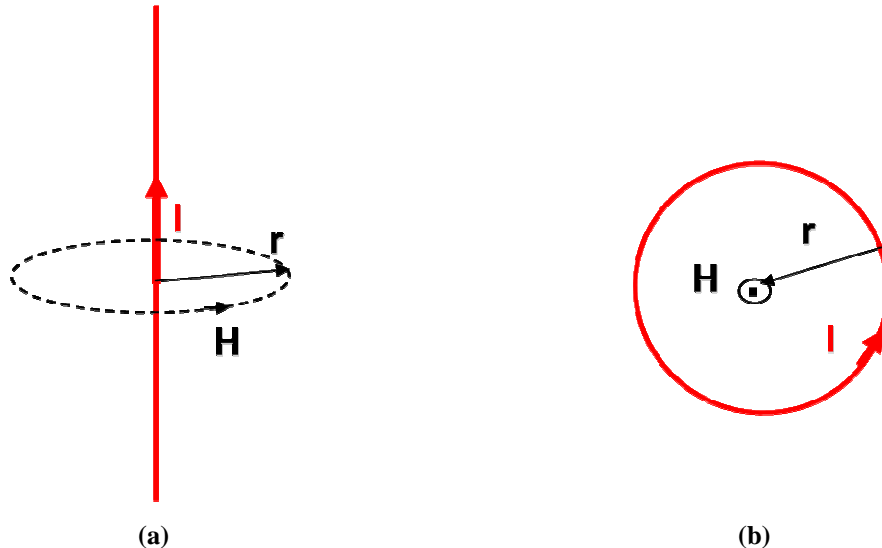


Figure IV-30. Champ magnétique généré par un conducteur droit (a) et par une spire (b).

Le champ créé par un conducteur droit (Figure IV-30 (a)) est inversement proportionnel à $2\pi r$ (IV.29) où r représente la distance entre le point de calcul de champ et le conducteur droit. Alors que le champ créé au centre d'une spire de courant (Figure IV-30 (b)) est inversement proportionnel à $2r$ (IV.30).

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (\text{IV.29})$$

$$H = \frac{I}{2r} \quad (\text{IV.30})$$

Afin de comparer les résultats issus du modèle simulé sous Flux2D à ceux obtenus en expérience, il est donc nécessaire de diviser les valeurs de courants récupérés en modélisation par le facteur π .

Dans un premier temps, nous avons fixé la géométrie du système en utilisant les dimensions du prototype expérimental. Le noyau magnétique possède une longueur de 52 mm environ et un diamètre de 100 μm . L'épaisseur des bobines d'excitation et de détection est 0,1 mm, alors que leurs longueurs sont respectivement 4 cm et 1 cm pour la bobine d'excitation et pour chacune des bobines de détection. Ces dernières, identiques, sont espacées d'une distance (3 cm) égale à celle séparant les sections du conducteur en forme de U. Au dessus du capteur fluxgate différentiel sont disposés les deux conducteurs (en forme d'anneau) représentant les sections du conducteur en forme de U. Les centres des deux bobines de détection se situent face aux centres de ces deux conducteurs.

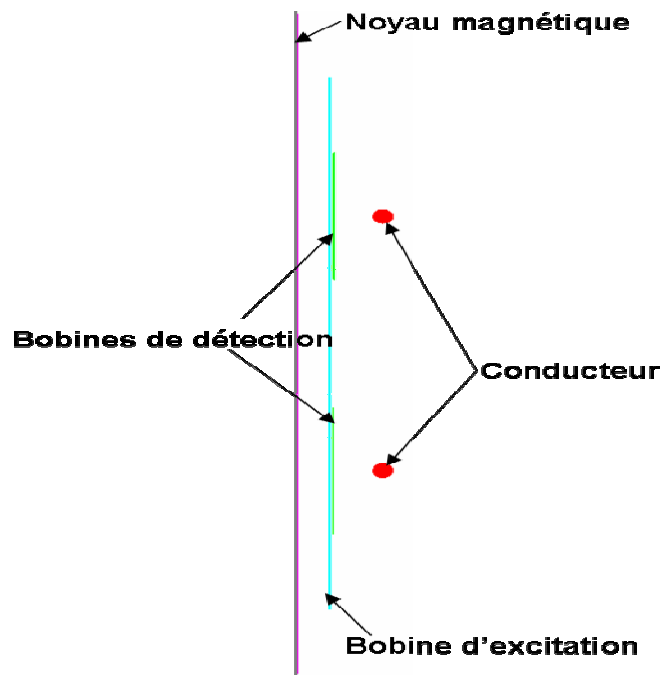


Figure IV-31. Coupe transversale de la structure de capteur de courant.

Nous avons ensuite défini le circuit électrique associé à la géométrie de l'étude. Il est formé d'une source de courant d'excitation (I_1), d'un conducteur bobiné (B_1) servant à l'excitation et de deux autres conducteurs bobinés (B_2 et B_3) connectés électriquement en

opposition (Figure IV-32) et servant à la détection du champ magnétique. Afin de mesurer la tension de sortie du capteur différentiel nous avons mis une résistance très élevée (R_2) aux bornes des bobines de détection.

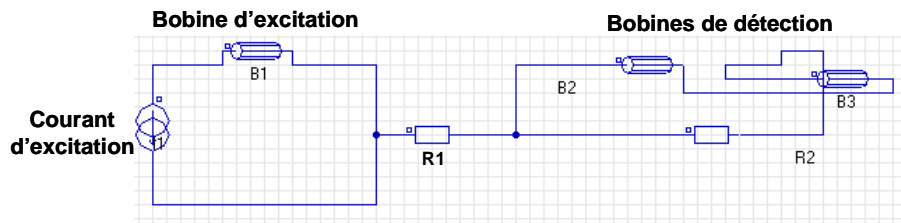


Figure IV-32. Circuit associé à la géométrie du capteur magnétique différentiel.

Nous avons fixé la perméabilité du noyau magnétique à 3 000 et l'induction à saturation à 1,3 Tesla. Ces paramètres correspondent aux valeurs des caractéristiques réelles du noyau magnétique utilisé en expérience. Comme nous le pouvons constater dans la figure (Figure IV-33 (b)), la modélisation sous Flux 2D ne tient pas compte du cycle d'hystérésis du noyau magnétique.

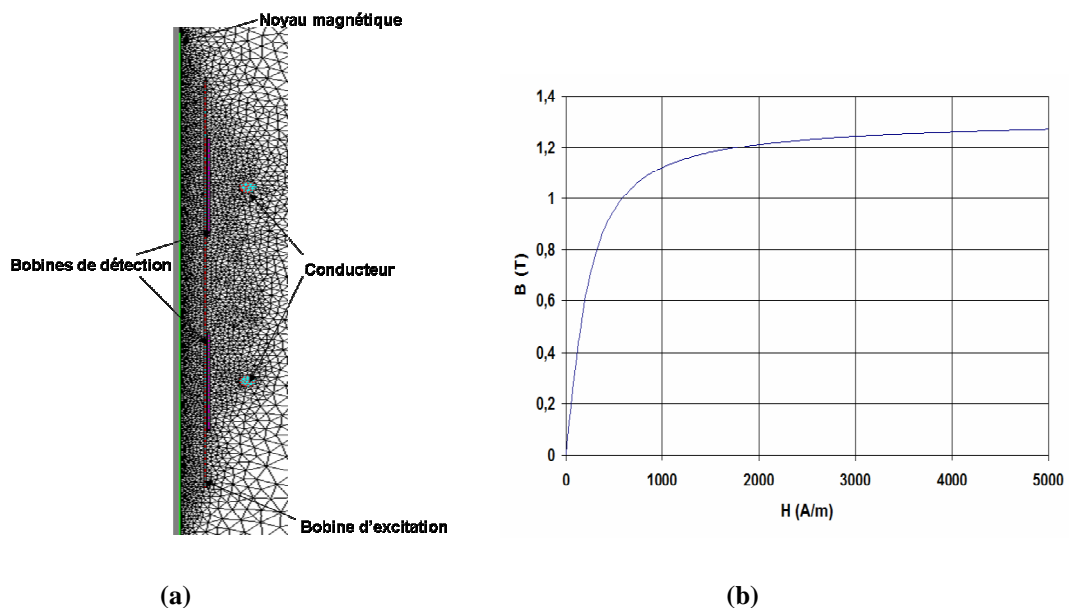


Figure IV-33. (a) Forme de maillage du capteur magnétique différentiel ; (b) courbe $B(H)$ du noyau magnétique.

Un maillage fin du système d'étude est nécessaire pour limiter les imprécisions numériques. La figure (Figure IV-33 (a)) montre un exemple de maillage de la structure de capteur de courant. Après la résolution du système, nous pouvons relever le comportement magnétique du noyau ainsi que la tension de sortie du capteur correspondant à la mesure différentielle du champ magnétique.

III.4.2. Comportement magnétique du noyau sous l'effet du courant d'excitation

En injectant un courant de 52 mA dans la bobine d'excitation, nous avons relevé la variation du champ magnétique dans l'air tout au long de la bobine d'excitation (courbe bleu Figure IV-34). Nous calculons une valeur de 370 A/m au centre de la bobine de détection. Cependant ce champ d'excitation décroît en s'approchant des extrémités de la bobine d'excitation à cause de l'effet de bord.

En insérant le noyau magnétique ($\mu_r = 3000$ et $B_s = 1.3$ T), le champ magnétique (de 370 A/m) calculé précédemment diminue faiblement car le champ démagnétisant reste négligeable par rapport au champ d'excitation (noyau de forme très allongée associée à une perméabilité moyennement importante). Par contre, nous remarquons que le champ magnétique n'est pas uniforme au sein des bobines de détection. Enfin, le noyau magnétique n'est pas saturé pour ce courant d'excitation ($H_i < H_s$).

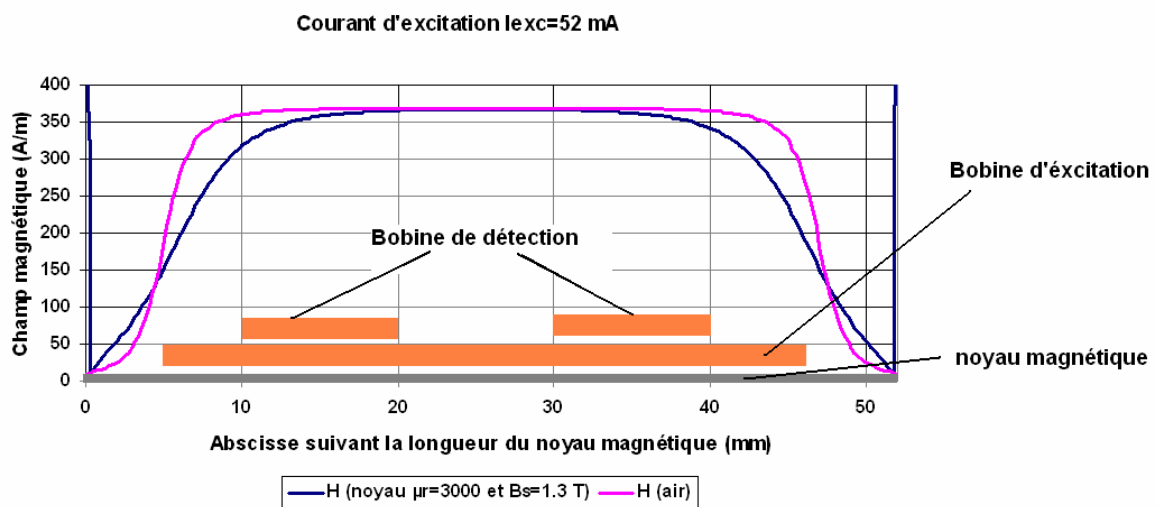


Figure IV-34. Aimantation du noyau magnétique pour un courant d'excitation de 52 mA.

Pour choisir le courant d'excitation nécessaire à la saturation, nous avons relevé le comportement du noyau magnétique pour différents courants d'excitation (Figure IV-35). Nous vérifions ainsi que pour pouvoir saturer le noyau magnétique, il faut un courant d'excitation supérieur à 200 mA. De plus, nous remarquons que la partie uniforme de l'induction magnétique devient plus large au fur et à mesure que le courant d'excitation augmente. Pour obtenir la saturation, il faut à la fois une excitation suffisante et ne pas disposer les bobines de détection aux extrémités du noyau magnétique.

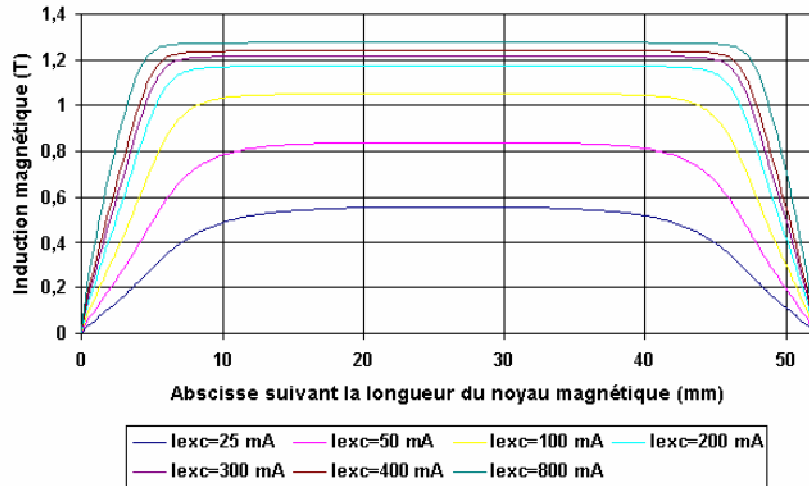


Figure IV-35. Comportement de l'aimantation du noyau magnétique pour différents courants d'excitation.

Nous allons donc exploiter la réponse du capteur de courant en injectant des courants d'excitation de 200 (limite de saturation) et 290 mA (cas parfaitement saturé) et comparer modélisations et expérience.

III.4.3. Mesure de courant sous Flux2D

Après avoir injecté des courants alternatifs sinusoïdaux dans la bobine d'excitation à une fréquence d'excitation (12,5 kHz) égale à celle utilisée en expérience, nous avons relevé, dans un premier temps, la tension de sortie du fluxgate différentiel en l'absence de champ magnétique. D'après la figure (Figure IV-36), nous remarquons que la tension du fluxgate différentiel est très faible. Elle est due au bruit numérique, c'est-à-dire aux imprécisions dues au maillage. L'amplitude du deuxième harmonique est de 10^{-9} V en l'absence de champ magnétique.

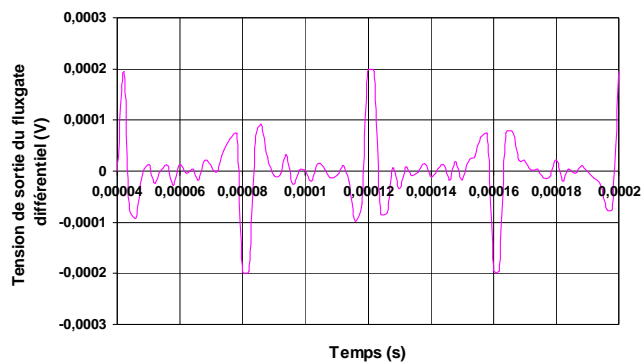


Figure IV-36. Tension de sortie du fluxgate différentiel en l'absence de champ magnétique.

La mesure d'un courant traversant le conducteur en forme de U conduit à une tension non

nulle. La figure (Figure IV-37) présente un exemple pour la mesure d'un courant de 1 A. La transformée de Fourier (FFT) de la tension de sortie du fluxgate différentiel donne un spectre de tension contenant des harmoniques pairs et impairs multiples de la fréquence d'excitation (12,5 kHz).

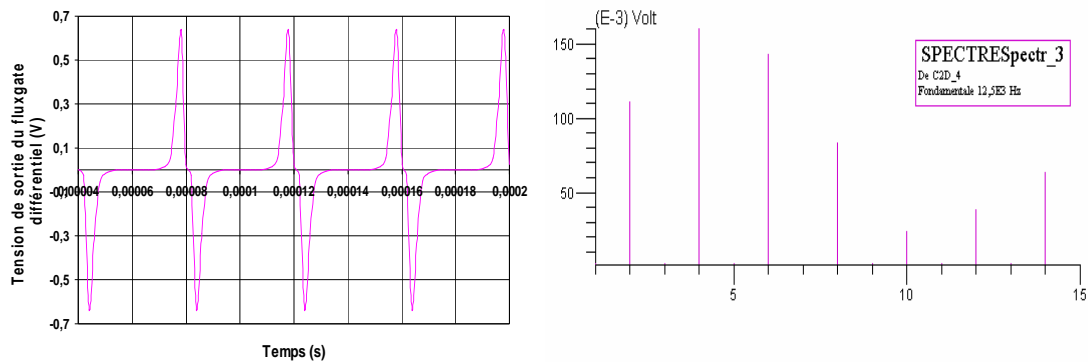


Figure IV-37. Tension de sortie du fluxgate différentiel et sa transformée de Fourier lors de mesure d'un courant de 1 A traversant le conducteur en forme de U.

En faisant varier le courant traversant le conducteur en forme de U, nous avons relevé l'amplitude du deuxième harmonique et nous l'avons tracé en fonction du courant à mesurer, ceci pour différentes intensités de courant d'excitation ($I_{exc} = 200$ mA et $I_{exc} = 290$ mA) (Figure IV-38). Ces résultats ont ensuite été divisés par un facteur π .

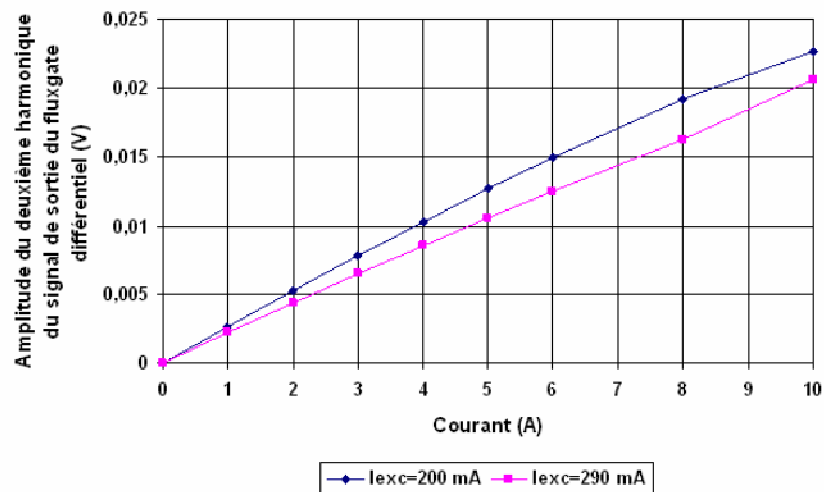


Figure IV-38. Résultats issus du modèle du capteur de courant simulé sous Flux2D pour une mesure de courant allant de 0 A à 10 A.

D'après la figure (Figure IV-38), nous constatons que, pour un courant d'excitation de 200 mA, la linéarité de la réponse du capteur est observable sur une gamme de mesure de courant allant de 0 A à 6 A. Ceci a été déjà remarqué expérimentalement. En relevant la variation du

champ magnétique tout au long du noyau magnétique pour un courant d'excitation de 290 mA (Figure IV-39), nous apercevons que le champ démagnétisant est toujours nul au centre de noyau magnétique mais également très faible à ses extrémités, au voisinage des bobine de détection. La linéarité de la réponse du capteur est ainsi observée sur une gamme de mesure de courant plus large (de 0 A à 10 A).

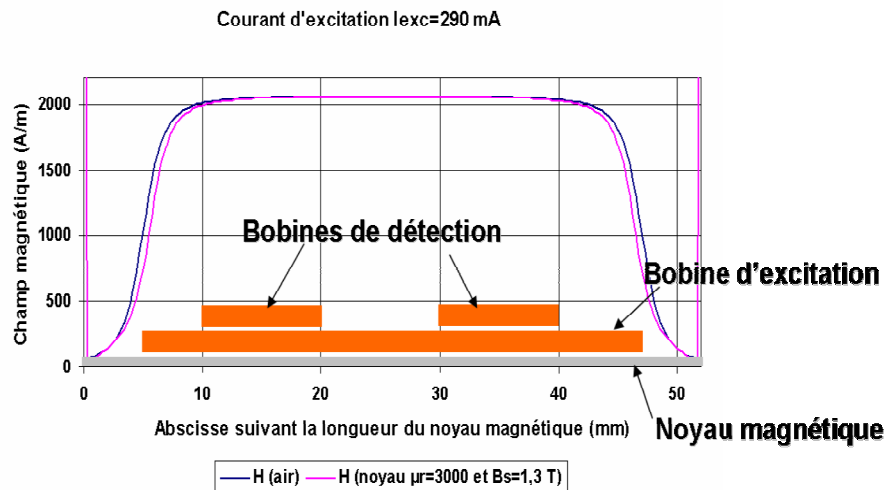


Figure IV-39. Aimantation du noyau magnétique pour un courant d'excitation de 290 mA.

Nous avons comparé les résultats de modélisation à ceux de l'expérience pour le courant d'excitation de 290 mA. La pente de la courbe de modélisation vaut 0.002 et celle de l'expérience vaut 0.0025 (Figure IV-40), ce qui représente une relativement bonne adéquation à la vue des incertitudes sur les paramètres. D'après le calcul analytique, la pente à l'origine vaut 0.01. Cet écart peut s'expliquer par les hypothèses simplificatrices du modèle analytique (excitations triangle/sinus, saturation brusque/douce, champ démagnétisant non pris en compte dans le modèle analytique, champ créé par le conducteur en U non constant le long du noyau ...).

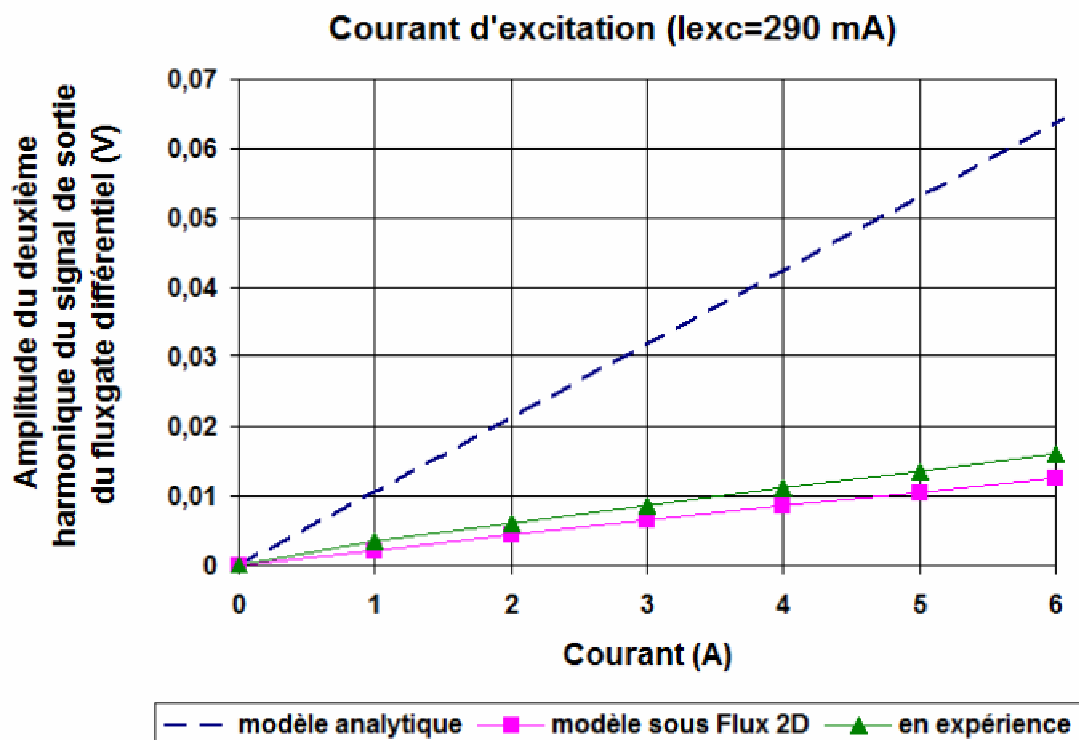


Figure IV-40. Comparaison des résultats expérimentaux à ceux du modèle sous Flux2D dans la zone de fonctionnement linéaire du capteur.

Il est également possible de comparer le modèle analytique et la modélisation sur une large gamme de mesure de courant. Bien que différentes en amplitudes, les courbes présentent des comportements similaires. Il apparaît clairement une zone de linéarité, une zone « plateau », puis une redescente du gain. Évidemment, la courbe obtenue en modélisation est beaucoup plus régulière que dans le modèle analytique, le matériau réel possédant une courbe d'aimantation non idéalisée.

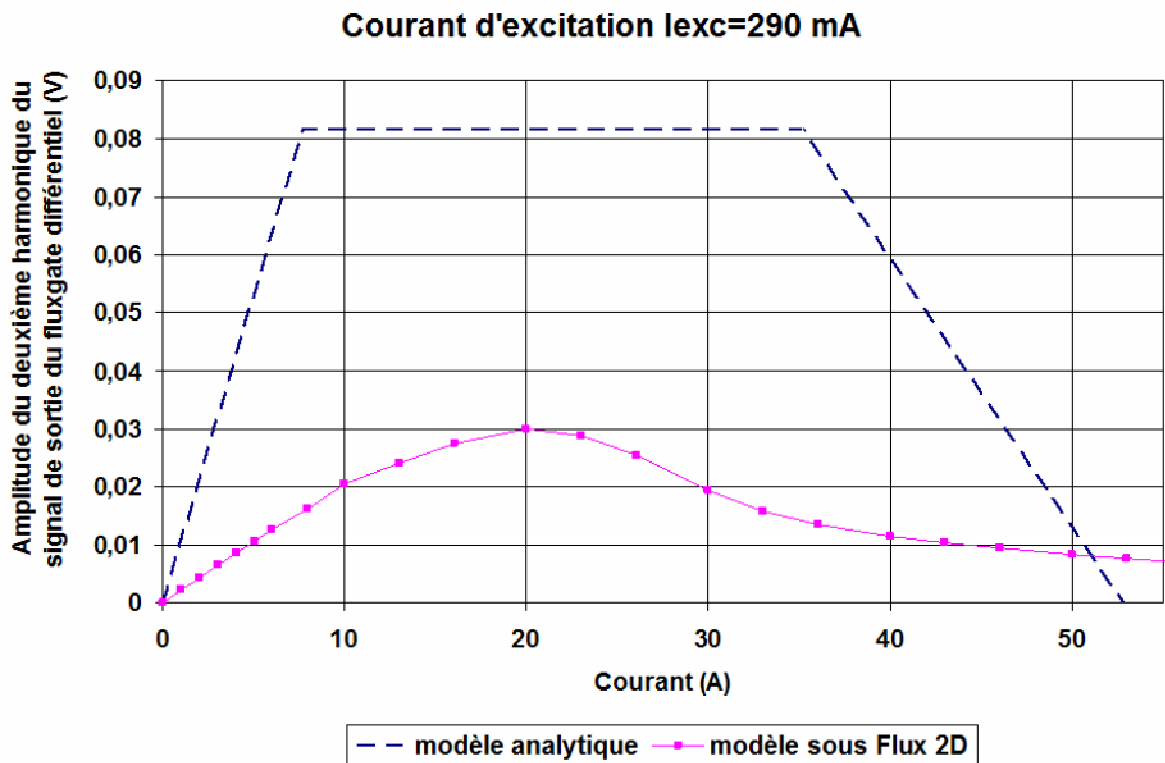


Figure IV-41. Comparaison des résultats du modèle analytique à ceux du modèle simulé sous Flux2D.

III.4.4. Conclusions sur la modélisation de la nouvelle structure du capteur de courant

La modélisation de la nouvelle structure du capteur de courant par la méthode des éléments finis sous Flux2D nous a permis de mieux saisir son fonctionnement. Nous avons vu que le champ interne du noyau magnétique peut être inférieur au champ d'excitation que nous imposons à cause du champ démagnétisant. De plus, l'aimantation du noyau magnétique est uniforme au centre du noyau et décroît à ses extrémités à cause de l'effet de bord. L'espace du noyau magnétique où l'aimantation est uniforme augmente avec le courant d'excitation. Nous avons donc intérêt à rapprocher les bobines de détection et à les éloigner des extrémités du noyau magnétique ou bien à utiliser un noyau magnétique fermé (forme race-track) pour diminuer le champ démagnétisant. Mais, comme nous l'avons vu précédemment, d'autres facteurs comme la fréquence du signal d'excitation, le nombre de spires des bobines de détection, le diamètre ainsi que les caractéristiques du noyau magnétique (μ_r , B_s) peuvent aussi intervenir pour augmenter la plage de linéarité du capteur de courant. Le modèle ainsi développé pourra être utilisé pour optimiser les différents paramètres afin que nous puissions réaliser un capteur de courant simple et facile à intégrer sur Silicium.

III.5. Généralisation de la nouvelle structure de capteur de courant pour une mesure de courant triphasé homo ou hétéro polaire

La nouvelle structure de capteur de courant décrite dans ce chapitre peut être élargie vers une mesure de courant triphasé. Il est à noter que la mesure directe de courant homopolaire est très intéressante et peut s'appliquer pour la protection des systèmes par l'utilisation des disjoncteurs différentiels. Dans ce cas, la structure de capteur de courant sera formée par trois conducteurs en forme de U et par un seul capteur magnétique différentiel possédant une seule bobine d'excitation, un seul noyau magnétique et trois couples de bobines de détection connectées électriquement entre elles et bobinées en sens inverse deux à deux.

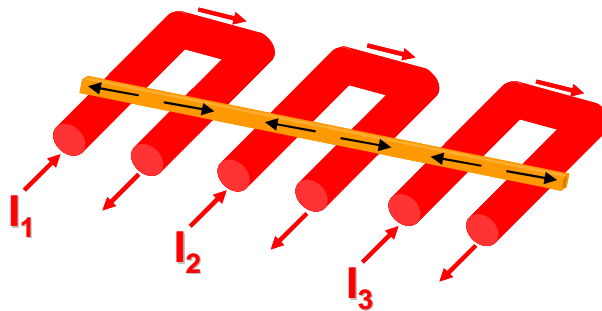


Figure IV-42. Application de la nouvelle structure du capteur pour une mesure de courant triphasé.

Cette structure réduit à son tour les problèmes de désalignements issus de l'utilisation de capteurs fluxgates distincts. Ceci est dû à l'utilisation d'un seul noyau magnétique pour les trois conducteurs.

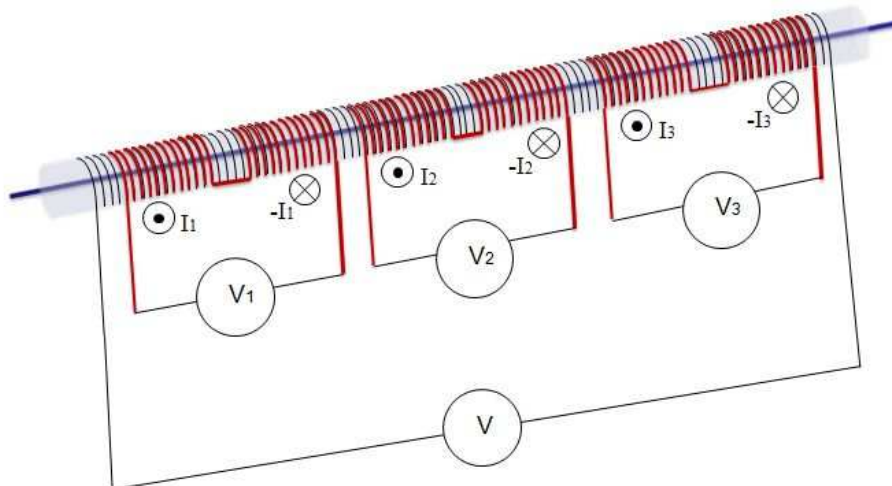


Figure IV-43. Mesure de courant homopolaire en utilisant la nouvelle structure de capteur de courant.

Pour une mesure de courant de phase, cette structure de capteur de courant exige trois

électroniques reliées aux trois couples de bobines de détection. Mais, pour une mesure de courant homopolaire, nous pouvons réduire le nombre des électroniques en reliant les bobines de détection électriquement entre elles, en respectant leurs sens de bobinage et en les associant à une seule électronique. Cette structure de capteur de courant est très simple, facilement intégrable sur Silicium et améliore la réjection des perturbations magnétiques en réduisant les problèmes d'interaction entre les capteurs magnétiques.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons validé dans un premier temps la structure de capteur de courant choisie pour notre projet MICOTI en utilisant deux capteurs magnétiques distincts de type fluxgate. Divers problèmes sont apparus lors de la réalisation d'un macroprototypage (à l'échelle centimétrique). Ces problèmes ont altéré la précision de la mesure de courant. Parmi ces problèmes, le principal a été le désalignement des axes magnétique et mécanique des capteurs de champ. La réjection des perturbations magnétiques et la précision globale du dispositif a été alors jugée insuffisante par rapport au besoin du projet MICOTI.

Pour réduire ces problèmes, nous avons proposé une nouvelle structure de capteur courant. Celle-ci est basée également sur une mesure différentielle de champ magnétique générée par un courant traversant un conducteur en forme de U. Cette mesure est directement délivrée par un seul capteur magnétique fluxgate différentiel. Ce dernier est composé d'un noyau magnétique, d'une seule bobine d'excitation et de deux bobines de détection identiques, reliées électriquement entre elles et connectées en opposition.

Après avoir décrit le principe de fonctionnement de cette nouvelle structure de capteur de courant et développé un modèle analytique décrivant son fonctionnement, nous avons fabriqué un capteur de courant à l'échelle centimétrique. Les résultats expérimentaux ont montré une bonne réjection des perturbations magnétiques continues (champ terrestre que nous admettons comme étant un champ continu) et une amélioration dans la réjection des perturbations variables (causées par des forts courants (trois cent fois plus grand que les courants à mesurer) placés à proximité du courant à mesurer). Outre les avantages mentionnés ci-dessus, cette structure de capteur de courant diminue les problèmes de désalignements obtenus avec deux capteurs fluxgate distincts, augmente le signal à mesurer, possède un bon comportement sous choc magnétique et thermique (vu qu'elle est basée sur le principe de fluxgate), nécessite une seule électronique et semble être simple à intégrer. Son inconvénient

réside dans sa consommation élevée en énergie électrique. Celle-ci dépend de la gamme de mesure de courant prévue par le capteur.

Pour mieux comprendre son principe de fonctionnement, nous avons développé un modèle de cette nouvelle structure de capteur de courant sous le logiciel Flux 2D. Nous avons obtenu des résultats issus de la modélisation cohérents avec ceux obtenus en expérience.

Enfin, cette nouvelle structure de capteur de courant peut être étendue pour englober les capteurs de courant triphasé notamment dédiés à la mesure de courant homopolaire. Les travaux de conception de capteur réalisés dans ce chapitre ont mené à la réalisation d'une structure de capteur de courant prometteuse pour le projet MICOTI.

Ces travaux ont amené à la réalisation d'un prototype de capteur de courant (Figure III-12). Notre partenaire le CEA/LETI a intégré la structure choisie du capteur de courant sur Silicium et il a été enveloppé par un blindage cylindrique. Le test de ce capteur de courant est actuellement en cours de réalisation et les résultats semblent des plus prometteurs. Malheureusement, ce prototype ayant été développé à la fin du projet et donc de cette thèse, il nous est difficile de présenter les résultats obtenus dans ce document.



Figure IV-44. Exemple de réalisation d'un capteur de courant précis où la structure de capteur de courant choisie est entourée par une multicouche de matériaux ferromagnétiques

Conclusions et Perspectives

L'objectif de ces travaux de thèse a été la conception d'un capteur permettant la mesure de courant avec une précision de 2% dans un champ magnétique fortement perturbé (champ perturbateur trois cent fois plus grand que le champ créé par le courant à mesurer).

Parmi les différents principes de mesure de courant, nous nous sommes intéressés à la mesure de courant à partir de mesures de champ magnétique sans l'utilisation de concentrateur de flux magnétique. Notre intérêt s'est porté sur les structures de capteur de courant faisant appel à des agencements appropriés de capteurs de champ magnétique et de conducteurs. La technologie de mesure de champ choisie a été la technologie fluxgate.

La réjection des perturbations magnétiques est la principale problématique de ces travaux de thèse. Pour cela, nous avons étudié analytiquement différentes topologies de capteur de courant. Nous avons présenté une approche critique de ces topologies en fonction de la complexité de leurs structures et de leurs capacités à rejeter les perturbations magnétiques.

Une structure de capteur de courant nous a semblé intéressante pour notre projet. Elle consiste à disposer deux capteurs de champs magnétiques sur le même axe géométrique au-dessus des sections d'un conducteur en forme de U. Ce dernier est parcouru par le courant à mesurer. Cette structure de capteur de courant assure théoriquement une bonne réjection des perturbations magnétiques et conduit à la réalisation d'un capteur de courant à coût satisfaisant. De plus, elle est simple à intégrer et est la moins sensible aux problèmes de désalignement mécaniques des capteurs de champ magnétique.

Cependant, cette structure choisie de capteur de courant ne permet pas de répondre entièrement aux exigences du cahier des charges. C'est pourquoi, nous avons eu recours à l'ajout de blindage magnétique. Celle-ci présente l'intérêt d'assurer une somme de champ magnétique globalement à l'intérieur d'une couche de blindage entourant le conducteur en forme de U. Dans ce cas, les courants à mesurer ne causent pas la saturation du matériau de blindage magnétique. A la fin d'une étude basée sur des modélisations par la méthode des éléments finis, nous avons obtenus une configuration de capteur de courant répondant en théorie au cahier des charges de notre projet. Cette configuration est formée par un blindage cylindrique entourant le conducteur en forme de U.

La réalisation expérimentale de la structure choisie de capteur de courant en utilisant deux capteurs magnétiques fluxgates distincts s'est accompagnée d'une mauvaise réjection des perturbations magnétiques. La principale cause vient des problèmes de désalignement entre les capteurs de champ magnétique. Pour cela nous avons proposé une nouvelle structure de capteur de courant qui va permettre de garder les avantages de la structure précédente de capteur de courant tout en évitant cet inconvénient. Cette nouvelle structure de capteur de courant consiste à disposer un seul capteur magnétique fluxgate différentiel de forme linéaire au-dessus d'un conducteur en forme de U.

Nous avons expliqué le principe de fonctionnement de cette nouvelle structure de capteur de courant en se basant sur des calculs analytiques et sur des modélisations sous Flux 2D. Ces études nous ont permis de quantifier les différents paramètres (géométriques, magnétiques et électriques) qui vont influencer sur la sensibilité et la gamme de mesure du capteur de courant. Nous avons réalisé un prototype à l'échelle centimétrique de cette nouvelle structure de capteur de courant. Les résultats expérimentaux ont montré une amélioration de la réjection des perturbations magnétiques.

Les travaux de conception de capteur réalisé dans cette thèse ont mené à une structure de capteur de courant prometteuse pour le projet MICOTI. L'intégration de cette structure est en cours de réalisation par notre partenaire le CEA/LETI de Grenoble.

De nombreuses perspectives pour ces capteurs de courant sont déjà envisagées :

- L'intégration de ce nouveau système de mesure de courant formé par le capteur magnétique différentiel fluxgate associé à une mesure d'aller-retour de courant peut mener à des capteurs de courant performants en terme de réjection des perturbations extérieures et de précision.
- L'optimisation de la structure de capteur de courant pourra être réalisée en rapprochant les bobines de détection et en les éloignant des extrémités de la bobine d'excitation.
- L'utilisation d'un noyau magnétique en forme d'anneau permettrait d'éviter les effets de bord et d'annuler le champ démagnétisant (mais rendrait le capteur moins directif).
- L'application de ces nouveaux systèmes de mesure de courant pour d'autres types d'applications.

Bibliographie

Bibliographie

- [AUS – 2002] **AUSSERLECHNER,**
Deutsches Patent –UND Markenamt, DE 101 08 640 A1, 2002.
- [ArcelorMittal IMPHY] <http://www.arcelormittal.com/stainlessandnickelalloys/telechargement/fiches-techniques.html>
- [BAU– 2001] **F. BAUDOIN,**
« Capteur de courant »,
European Patent Office, EP 1 030 183 A1, 2001.
- [BIL – 2003] **B. BILLMANN,**
http://www.iisb.fraunhofer.de/de/arb_geb/les/coax_special.pdf
- [BOT – 2006] **O. BOTTAUSCIO, M. CHIAMPI, P. E. ROCCATO and M. ZUCCA,**
“1-100 kHz magnetic shielding efficiency by metallic sheets : modeling and experiment by a laboratory test bed”,
IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, n°10, 2006.
- [BRI - 1997] **P. BRISSONNEAU,**
« Magnétisme et matériaux magnétiques »,
Edition Hermès, 1997.
- [CAD¹ – 2008] **Y. CADOUX, D. LEONARD et B. REYMOND,**
Brevet International –Schneider Electric, FR 2910173 A1, 2008.
- [CAD² – 2008] **Y. CADOUX, D. LEONARD et B. REYMOND,**
Brevet International –Schneider Electric, FR 2910162 A1, 2008.
- [CEA – 2008] Livrable CEA-Leti du projet Smart-Electrcity-Micoti, Rapport interne pôle de compétitivité Minalogique, auteur T. Jager, septembre 2007.
- [CEDRAT] <http://www.cedrat.com/>
- [CHE – 2006] **M. CHEMIN, F. LEROUX et F. BERNARD,**
« Procédé de mesure de courant électrique dans une pluralité de conducteurs »,
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle, WO 2006/010865 A1, 2006.
- [DIM – 2001] **P. DIMITROPOULOS, J. AVARITSIOTIS and E. HRISTOFOROU,**
“Boosting the performance of miniature fluxgates with novel signal extraction techniques”,
Sensors and Actuators A, vol. 90, pp. 56-72, 2001.
- [FAV - 2004] **E. FAVRE,**
« Capteurs de courant: à chacun son argument! »,

- Wolfram Teppan - LEM, Mesure764, pp.49-54, 2004.*
- [FON – 2001] **P. FONTI,**
« Transformateurs de courant : comment les spécifier », *CT 194 édition, 2001.*
- [FRI – 2004] **V. FRICK, L. HEBRARD, P. POURE, F. ANSTOTZ et F. BRAUN,**
« Microcapteur en technologie CMOS pour la mesure sans contact de courant alternatif », *Communication n°C2I, pp. 1-8, 2004.*
- [GAY – 2007] **F. GAYRAL and al.,**
“A 100Hz 5nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ low-pass sigma-delta closed-loop 120 μT microfluxgate magnetometer using pulsed excitation signal”, *IEEE International Solid State Circuits Conference 07, pp. 384-385, 2007.*
- [HEB – 2003] **L. HEBRARD, V. FRICK, P. POURE et F. BRAUN,**
« Macrocellule intégrée pour la mesure de courant avec isolation galvanique en technologie CMOS standard », *Journal sur l’Enseignement des Sciences et Technologies de l’Information et des Systèmes, vol. 2, Hors-série 2, 2003.*
- [HEN – 2003] **H. HENNING,**
“Device, amperemeter and motor vehicle”, *United States Patent Application Publication, US 2003/0155905 A1, 2003.*
- [HOH – 2000] **H. HOHE, N. WEBER, and J. SAUERER,**
Deutsches Patent –UND Markenamt, DE 199 10 801 A1, 2000.
- [JAG – 2007] **T. Jager and al.,**
“Microfluxgate sensors for high frequency and low power applications”, *Proceedings of Transducers’07, pp.2585-2588, 2007.*
- [JUD – 2001] **M. JUDS, K. ECKROTH, C. TENNIES, J. HANSEN, M. SOLVESON, J. HASTING and S. REID,**
“Electrical current sensor”, *European Patent Application, EP 1 074 848 A1, 2001.*
- [KAM – 2004] **J-B KAMMERER,**
« Capteurs intégrés pour la mesure à haute résolution de champs magnétiques », *Thèse de Doctorat, Strasbourg I, 2004.*
- [KUD – 2007] **T. KUDO, N. TSUJI, T. ASADA, S. SUGIYAMA and S. WAKUI,**
“A small and wide-range three-phase current sensor using an MI element”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials, pp. 2743-2745, 2007.*

- [LEM] <http://www.lem.com/hq/fr/content/view/165/154/>
- [LIE – 1990] **H. LIENHARD,**
European Patent Office, EP 0 061 520 B2, 1990.
- [MAN – 2001] **A. MANARA, E. DE BORTOLI, L. DI RIENZO and A. PIAZZESI,**
“An improved current sensing device for low voltage power circuit breakers”,
World Intellectual Property Organization, WO 01/50142 A1, 2001.
- [MOL – 1997] **A. MOLDOVANU, H. CHIRIAC, M. MACOVICIUC, E. DIACONU, C. IOAN, E. MOLDOVANU and M. TOMUT,**
“Functionnal study of fluxgate sensors with amorphous magnetic materials cores”,
Sensors and Actuators A, vol.59, pp.105-108, 1997.
- [RIP¹ – 1992] **P. RIPKA,**
“Review of fluxgate sensors”,
Sensors and Actuators A, vol. 33, pp.129-141, 1992.
- [RIP² – 1993] **P. RIPKA, K. DRAXLER and P. KASPAR,**
“Race-Track fluxgate gradiometer”,
Electronics Letters 24th, vol. 29, n°13, pp. 1193-1194, 1993.
- [RIP³ – 2000] **P. RIPKA,**
“New directions in fluxgate sensors”,
Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 215-216, pp.735-739, 2000.
- [RIP⁴ – 2000] **P. RIPKA and S. BILLINGSLEY,**
“Crossfield effect at fluxgate ”,
Sensors and Actuators A, vol. 81, pp. 176-179, 2000.
- [RIP⁵ – 2001] **P. RIPKA,**
“Magnetic sensors and magnetometers”, 2001.
- [RIP⁶ – 2001] **P. RIPKA, S. KAWAHITO, S. CHOI, A. TIPEK and M. ISHIDA,**
“Micro-fluxgate sensor with closed core”,
Sensors and Actuators A, vol. 91, pp. 65-69, 2001.
- [RIP⁷ – 2003] **P. RIPKA,**
“Advances in fluxgate sensors”,
Sensors and Actuators A, vol. 106, pp. 8-14, 2003.
- [SCH – 2002] **J. SCHMITT and F. FRITZ,**
Deutsches Patent –UND Markenamt, DE 101 10 254 A1, 2002.
- [SCH – 2006] **L. SCHMERBER,**
« Identification et caractérisation de sources électromagnétiques. Application à la discrétion des moteurs de propulsion navale »,

Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.

[TEY – 1993]

C. TEYSSANDIER,

« Des transformateurs de courant aux capteurs hybrides, en HT »,

CT 170 édition, 1993.

[TRU – 1999]

H. TRUJILLO, J. CRUZ, M. RIVERO and M. BARRIOS,

“Analysis of the fluxgate response through a simple SPICE model”,

Sensors and Actuators A, vol. 75, pp.1-7, 1999.

[WUL – 2007]

M. De WULF, P. WOUTERS, P. SERGEANT, L. DUPRE, E. HOFERLIN, S.

JACOBS and P. HARLET,

“Electromagnetic shielding of high-voltage cables”,

Journal of Magnetism and Magnetic Materials 316, e908-e911, 2007.

Liste des Brevets et des publications personnelles

Liste des Brevets et des publications personnels

Brevets

- [MSA - 2009] **A. MSAED, J. DELAMARE, O. CHADEBEC, P. LE THIEC, A. WALTHER et R. CUCHET,**
« Capteurs de courant et procédé de fabrication de ces capteurs »,
Brevet CEA/INP, n° 09 51371, 2009.
- [WAL - 2009] **A. WALTHER, J. DELAMARE, A. MSAED et J.B. ALBERTINI,**
« Capteurs de gradient d'une composante de champ magnétique à aimant permanent »,
Brevet CEA/INP, n° 09 51424, 2009.

Publications et conférences avec acte

- [MSA - 2009] **A. MSAED, O. CHADEBEC and J. DELAMARE,**
“A simple and accurate magnetic gradient sensor configuration dedicated to electrical currents measurements”,
Sensors Letters, vol.7, n°3, pp.1-6, 2009.
- [MSA - 2008] **A. MSAED, O. CHADEBEC and J. DELAMARE,**
“A simple and accurate magnetic gradient sensor configuration dedicated to electrical currents measurements”,
European Magnetic Sensors & Actuators Conference, France, 2008.
- [MSA - 2008] **A. MSAED, O. CHADEBEC and J. DELAMARE,**
“About the use of magnetic gradient measurements dedicated to the identification of electrical currents”,
13th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Greece, Proceedings p 450, 2008.
- [CUG - 2009] **O.CUGAT, J. DELAMARE, G.REYNE, D.T.O'BRIEN, P. KAUFFMANN, A. MSAED, L. CARLIOZ and M. KUSOV,**
“Magnetic microsystems Mag-MEMS: novel trends”,
Invited Paper to INTERMAG 09 MAG MEMS, California, 2009.

Annexe

Calcul de la variation de la température dans un conducteur de cuivre parcouru par un courant électrique continu i

La puissance thermique (en Watt) dissipée dans un conducteur (de résistance R) traversé par un courant i (en A) est donnée par :

$$P = R \cdot i^2 = \rho \cdot \frac{l}{s} \cdot i^2 \quad (1)$$

Avec l : la longueur du conducteur (en m)

S : la section du conducteur (en m^2)

ρ : la résistivité du cuivre ($\rho_{Cu}=2.10^{-8} \Omega.m$)

L'énergie (en Joule) dissipée dans le conducteur est donnée par les relations suivantes :

$$w = P \cdot \Delta t = \rho \cdot \frac{l}{s} \cdot i^2 \cdot \Delta t \quad (2)$$

$$w = m \cdot c \cdot \Delta \theta = m_v \cdot l \cdot s \cdot c \cdot \Delta \theta \quad (3)$$

Avec m_v : la masse volumique du cuivre ($m_v= 8.93.10^3 \text{ Kg}/m^3$)

c : la capacité thermique du cuivre ($c_{Cu}=380 \text{ J}/\text{Kg.K}$)

$\Delta \theta$: la variation de la température dans le conducteur de cuivre (en K)

En considérant le phénomène comme adiabatique et donc en égalisant les relations (2) et (3), nous obtenons :

$$\Delta \theta = \frac{\rho \cdot i^2 \cdot \Delta t}{m_v \cdot s^2 \cdot c} \quad (4)$$

Dans notre capteur de courant, nous avons pris la section des conducteurs égale à 1 mm^2 . En effet, le courant maximal traversant les conducteurs pendant 10 millisecondes est de l'ordre de 1 kA. Pour cette section de conducteur, la variation de la température maximale est donc $\Delta \theta = 59$