POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
affiliée à l'Université de Montréal

Sonde magnétique pour l'inspection par drone de lignes électriques : étude de sensibilité

SOPHIE-ANNE RHEAULT
Département de génie électrique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
Génie électrique

Avril 2026

© Sophie-Anne Rheault, 2026.

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

Sonde magnétique pour l'inspection par drone de lignes électriques : étude de sensibilité

présenté par **Sophie-Anne RHEAULT**
en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Charles L. BÉRUBÉ, président
Frédéric SIROIS, membre et directeur de recherche
David MÉNARD, membre et codirecteur de recherche
Philippe VIAROUGE, membre

REMERCIEMENTS

J'ai eu la chance d'avoir le soutien et les conseils de plusieurs personnes pour réaliser ce projet. Tout d'abord, merci à mes directeurs de recherche, Pr. Frédéric Sirois et Pr. David Ménard pour leurs conseils avisés. Merci également à mes collègues étudiants du LSM, et spécifiquement à Jaël Giguère et Angélique Brouillette pour leur aide avec certains appareils de mesure.

Je veux aussi remercier l'équipe de l'IREQ qui m'a accompagnée dans ce projet. Plus particulièrement, merci à Jonathan Bellemare pour son aide et les multiples discussions qui ont grandement fait avancer le projet. Merci à Gilles Rousseau et à Nicolas Pouliot d'avoir cru en ce projet dès le tout début et d'avoir eu confiance en moi. Merci à Alexandre Buist, François Morin, Ghislain Lambert et Pierre-Luc Richard pour leur aide à la planification, à la fabrication de pièces et à l'opération des montages de tests. Enfin, merci à toute l'équipe de robotique pour le bel accueil et pour tous les petits coups de main ponctuels.

De plus, ces travaux ont bénéficié d'un octroi du Fond de recherche du Québec (FRQ) en partenariat avec la Régie de l'énergie (`https://doi.org/10.69777/352183`) et d'un financement du Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG). Je veux donc remercier ces organismes de leur soutien financier au projet.

Finalement, je veux remercier mon entourage qui m'a soutenu sur un plan plus personnel. Merci à mes parents et à ma soeur qui croient en moi et m'encouragent depuis toujours. Merci à mon conjoint, Guillaume, pour ses encouragements et son soutien inconditionnel. Et enfin, merci à mes amis Angélique, Béatrice et Alexandre pour tous les beaux moments qu'on vit depuis notre entrée à l'université.

RÉSUMÉ

Puisque le réseau électrique à haute tension du Québec est vieillissant, l'acier de plusieurs conducteurs de type ACSR (« Aluminum Conductor Steel Reinforced ») et câbles de garde a subi une corrosion importante. La résistance mécanique des câbles s'en trouve diminuée, ce qui peut occasionner des ruptures. Pour prévenir ces ruptures, il est nécessaire de disposer d'une méthode d'inspection non destructive facile à déployer pour vérifier l'état réel des aciers et prioriser adéquatement les remplacements de câbles. Les sondes magnétiques d'inspection de câbles d'acier commerciales sont complexes à déployer sur le réseau électrique, alors leur utilisation est limitée. En effet, les sondes sont lourdes et des monteurs de ligne doivent aller placer la sonde sur la ligne à inspecter à partir du pylône ou d'une nacelle pour manuellement verrouiller le mécanisme de fermeture. L'alimentation de la ligne doit donc être interrompue ou limitée pour la sécurité des travailleurs.

Pour palier à ce problème, un projet de conception d'une sonde magnétique ultra-légère déployable par drone a été lancé à travers un partenariat entre Hydro-Québec et Polytechnique Montréal et a mené à une preuve de concept de sonde magnétique en 2023. Le prototype proposé est constitué de 3 dipôles magnétiques faits d'acier doux et d'aimants permanents. Chaque dipôle est doté d'un entrefer permettant de créer une zone de champ nul à proximité du dipôle dans laquelle est placé un capteur de champ magnétique très sensible de type « flux-gate ». Avec le premier prototype, il était possible de détecter des brins brisés et des pertes de sections sur des tiges d'acier, des échantillons de coeur d'acier d'ACSR et des manchons de raccordement. Cependant, tous les tests avaient été réalisés en condition de laboratoire et avec la sonde immobile. Ce mémoire présente les travaux d'améliorations de ce premier prototype pour que le principe de mesure puisse être exploité sur le terrain.

Le premier volet du projet consiste à caractériser en détails les limitations de la sonde en terme de perturbations environnementales en conditions réelles d'utilisation. Deux facteurs pouvant causer des variations du champ magnétique environnant ont été identifiés et étudiés : la production d'un champ magnétique par un courant dans la ligne ainsi que la variation du champ magnétique terrestre lors du déplacement de la sonde. La perturbation liée au champ induit peut être partiellement filtrée, pour la composante à 60 Hz. Une seconde composante continue devrait cependant être corrigée. La perturbation liée à l'orientation de la sonde dans le champ terrestre est estimée à moins de 0,2 μT/m le long d'une portée, ce qui devrait être assez faible pour ne pas influencer significativement la mesure. Ensuite, deux facteurs propres aux dimensions de la sonde ont aussi été étudiés, soit le diamètre de la sonde et la rigidité

du support. Un diamètre plus petit avec les pôles plus rapprochés de l'échantillon permet une plus grande sensibilité, mais une moins grande plage de rayon d'échantillons mesurables sans saturation du capteur. La rigidité de la sonde doit être suffisante, malgré sa géométrie ouverte, pour que le déplacement des pôles et des capteurs les uns par rapport aux autres ne cause qu'une variation de signal négligeable par rapport aux variations de diamètre à mesurer. Cette limite dépend du diamètre de la sonde.

Le second volet du projet consiste en une caractérisation des échantillons que la sonde devra étudier. En effet, une variation de la perméabilité magnétique de l'échantillon fait varier le champ magnétique dans la sonde. La première version de la sonde ne tenait pas compte de ce facteur : le champ mesuré était supposé être uniquement fonction du rayon de l'échantillon. Pour élargir l'utilisation de la sonde à différents types d'acier, ayant donc des perméabilités variables, il faut en obtenir une meilleure caractérisation. Une première tentative de mesure de la courbe d'hystérésis d'échantillons de câbles de garde a été réalisée à l'aide d'un magnétomètre à échantillon vibrant (VSM). Malheureusement, les appareils disponibles n'ont pas permis d'obtenir des résultats satisfaisants. Une méthode de mesure de la perméabilité adaptée à des longues tiges a donc été développée. Elle se base sur un balayage en fréquence de l'impédance complexe d'une bobine dans laquelle l'échantillon est inséré. Avec cette méthode, la perméabilité relative de tiges d'acier de trois alliages différents ainsi que d'échantillons de câbles de garde et de coeurs de câbles ACSR a pu être mesurée. Puisque la sonde utilise des aimants permanents, la valeur d'intérêt dans le cadre de ce projet est la perméabilité à basse fréquence. Ces perméabilités mesurées sont entre 103 et 130 pour des tiges d'acier 1018, entre 80 et 84 pour des tiges d'acier 1065, entre 84 et 93 pour des tiges d'acier 4140 et entre 48 et 52 pour les échantillons de câbles.

Le troisième volet du projet consiste en une étude de la réponse de la sonde pour des échantillons de différentes perméabilités. Les tiges d'acier 1018 et 4140, dont les perméabilités ont été mesurées, ont pu être utilisées pour ces tests. Pour chaque alliage, le champ magnétique mesuré par la sonde pour différents diamètres d'échantillon a été tracé. L'écart entre les courbes a permis d'estimer qu'une erreur de 5 à 6,5% pourrait être commise sur l'évaluation de la section d'acier d'un échantillon à cause d'une erreur sur la perméabilité magnétique des échantillons.

Le quatrième et dernier volet du projet vise à obtenir un modèle numérique plus juste et précis de la sonde sans toutefois augmenter le temps de calcul de façon trop importante. Le modèle issu du premier concept est un modèle par éléments finis sur COMSOL Multiphysics. Étant donné l'utilisation d'un capteur très sensible judicieusement placé dans une zone de champ magnétique nul, le modèle doit pouvoir simuler le champ de cette zone nulle avec

une très grande précision pour reproduire les lectures du capteur. Une comparaison entre les approches par éléments finis et par éléments frontières a donc été effectuée. Aucune des deux approches ne surpassait clairement l'autre. De plus, les propriétés des matériaux utilisées dans la simulation ont été ajustées suite aux mesures expérimentales réalisées.

ABSTRACT

As Quebec's high voltage power lines get older, the steel in Aluminum Conductor Steel Reinforced cables (ACSR) and in overhead ground wires gets corroded. Corrosion reduces cable's strength, leading to possible failure. Non-destructive testing can help optimize asset management to avoid those failures. However, commercially available probes are currently complex to deploy on power lines. They are usually heavy and require manual closing by a technician. To ensure the safety of technicians who need to access the power lines, those inspections generally require the circuit to be de-energized, which is an issue in the context of energy transition. Because of those limitations, too few inspections can be conducted.

To address this problem, Hydro-Quebec and Polytechnique Montreal proposed a new design of lightweight magnetic probe for drone deployed inspection of power lines in 2023. The prototype is made of three magnetic dipoles containing laminated steel and permanent magnets. A small air gap in the laminated steel creates a point where the magnetic field cancels out, allowing to place a very sensitive fluxgate sensor in that zero-field point. The prototype created in 2023 could accurately detect broken strands and loss of metallic area in steel rods and ACSR samples. However, tests were only conducted in a laboratory set up where the probe was motionless and with a limited variety of samples. The current project presents some improvements to that prototype in order to operate it in the field.

The first part of the project is to evaluate in more details the limitations of the probe in terms of magnetic field disturbance in real operating conditions. First, the influence of two external sources of magnetic field were studied: the magnetic field produced by the electric current in the line and the Earth's magnetic field. The field produced by the current creates an alternating disturbance at 60 Hz and a continuous disturbance. The alternating disturbance can be filtered, while the continuous one requires a correction. The Earth's magnetic field will disturb the signal if the orientation of the probe changes, which is the case when it follows the shape of a power line. However, the disturbance is estimated to be below 0,2 μT/m along the course of a typical power line, which should be low enough to allow valid measurements. Moreover, some properties of the probe itself can disturb the measured field and were studied. The diameter of the probe greatly influences the measured field: a smaller diameter increases sensitivity of measurements while decreasing measurement range. Also, the probe must be sufficiently rigid, despite its open geometry, so that the signal variation caused by a displacement of the poles and sensors relative to each other is negligible compared to the signal variation caused by a change in the sample. The maximum variation

that can be tolerated depends on the diameter of the probe.

The second part of the project is to characterize the samples the probe will measure. The first version of the probe studied the measured field as a function of a single variable: the radius of the samples. In fact, the magnetic field will also depend on the sample's magnetic permeability. In order to inspect different types of steel with the magnetic probe, the variability in magnetic permeability must be accounted for. Before assessing the impact of the sample's permeability on the measured field, which will be the topic of a third part of this project, a reliable way to measure samples' permeabilities is needed. Magnetic hysteresis measurements were conducted with a vibrating sample magnetometer (VSM), but did not allow proper permeability measurements. Therefore, a second method to measure permeability in long sample is proposed: measuring the impedance variation of a coil when it contains the sample and using a finite element model to compute the permeability based on those measurements. This approach was used to measure steel rods of three different alloys as well as samples form ACSR and overhead ground wires. Measured permeability are between 103 and 130 for 1018 steel, between 80 and 84 for 1065 steel, between 84 and 94 for 4140 steel, and between 48 and 52 for cable samples.

As previously mentioned, the third part of the project is to evaluate the impact of a permeability variation in the probe's measurements. For both the 1018 and the 4140 alloys, the measured magnetic field was plotted as a function of the steel sample cross-section. Based on the two curves, an error of 5 to 6.5% could be made in the evaluation of the steel cross-section of a sample due to the variation in the magnetic permeability of the samples.

The fourth and last part of this project aims to improve the accuracy and precision of the probe's numerical model. The model used in the previous phase of the project is a finite element model on COMSOL Multiphysics. Given the use of a highly sensitive sensor placed in the zero magnetic field zone, the model must be able to simulate the field in this zero-field zone with very high precision in order to reproduce the sensor readings. A comparison between the finite element model and a new boundary element model was therefore carried out, as a boundary element model allows to calculate values precisely in air without meshing it. Neither approach clearly outperformed the other. In addition, the material properties used in the simulation were adjusted based on the experimental measurements.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS iii

RÉSUMÉ iv

ABSTRACT vii

LISTE DES TABLEAUX xiii

LISTE DES FIGURES xiv

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xviii

CHAPITRE 1 INTRODUCTION 1
- 1.1 Contexte 1
- 1.2 Problématique 1
- 1.3 Objectifs de recherche 2
- 1.4 Plan du mémoire 2

CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART DE L'INSPECTION NON DESTRUCTIVE DE LIGNES ÉLECTRIQUES ET AUTRES CÂBLES D'ACIER 4
- 2.1 Conducteurs et câbles de garde 4
  - 2.1.1 Définitions 4
  - 2.1.2 Normes de composition des câbles ACSR et câbles de garde 5
  - 2.1.3 Corrosion et dégradation des conducteurs et câbles de garde 5
- 2.2 Sondes à fuite de flux magnétique 6
  - 2.2.1 Principe de mesure 6
  - 2.2.2 Sondes existantes pour l'inspection de câbles d'acier 8
- 2.3 Description du prototype de sonde magnétique ultra-légère étudié 9
  - 2.3.1 Particularités et fonctionnement 9
  - 2.3.2 Caractéristiques et performances du prototype 10
  - 2.3.3 Modèle numérique par éléments finis 11

CHAPITRE 3 ÉTUDE DES LIMITATIONS DU PROTOTYPE INITIAL DE SONDE 13
- 3.1 Fonctionnement détaillé du système de mesure de la sonde 13
  - 3.1.1 Ajustement de la position des capteurs 13
  - 3.1.2 Traitement du signal 14
- 3.2 Perturbations du signal liées aux échantillons 15

3.2.1 Aimantation des échantillons 15
3.2.2 Effets de bout 16
3.2.3 Effet des propriétés de l'échantillon sur le signal 16
3.3 Perturbations par des champs externes 18
3.3.1 Champs produit par une ligne électrique 18
3.3.2 Champ magnétique terrestre 24
3.4 Impact des paramètres de la sonde sur sa sensibilité 26
3.4.1 Rigidité du support ouvert 26
3.4.2 Diamètre d'ouverture 26
3.5 Limitations du modèle COMSOL 31
3.5.1 Précision de la solution dans la zone de champ nul 31
3.5.2 Propriétés des matériaux 31
3.6 Priorisation des enjeux 32

CHAPITRE 4 CARACTÉRISATION DES PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES D'ACIERS 34
4.1 Perméabilité magnétique 34
4.1.1 Définitions de la perméabilité 34
4.1.2 Perméabilité de l'acier 36
4.1.3 Méthodes de mesure de la perméabilité dans la littérature 36
4.2 Mesure de courbes M(H) avec un VSM 37
4.3 Méthodologie de mesure de la perméabilité par variation d'impédance 44
4.3.1 Description des montages 44
4.3.2 Simulation numérique pour l'analyse des données (COMSOL) 46
4.3.3 Traitement des écarts entre la simulation et les données expérimentales 48
4.3.4 Description des échantillons 49
4.4 Résultats obtenus avec l'approche de mesures de la perméabilité par variation d'impédance 51
4.4.1 Conductivités 51
4.4.2 Perméabilités 53
4.5 Ajustement à la méthode pour la caractérisation de lamelles d'acier 56
4.6 Approche combinée : mesures de perméabilité par variation d'impédance à l'intérieur d'un VSM à fort champ 57
4.6.1 Montage pour l'approche combinée 57
4.6.2 Protocole de mesure pour l'approche combinée 58
4.6.3 Résultats de l'approche combinée 59

4.7 Discussion sur les différentes approches de mesures présentées 63

CHAPITRE 5 CARACTÉRISATION DE LA SONDE POUR DIFFÉRENTES PERMÉABILITÉS 65
5.1 Méthodologie 65
5.1.1 Ajustement de la position des capteurs 66
5.1.2 Aimantation des échantillons 66
5.1.3 Tiges d'acier 66
5.2 Résultats des mesures de la réponse de la sonde magnétique en fonction de la quantité d'acier 67
5.2.1 Sonde de 64 mm de diamètre 67
5.2.2 Sonde de 34 mm de diamètre 69
5.3 Mesures avec une sonde commerciale 71
5.4 Comparaison des résultats de la nouvelle sonde proposée et de la sonde commerciale 73

CHAPITRE 6 AMÉLIORATIONS AU MODÈLE NUMÉRIQUE DE LA SONDE MAGNÉTIQUE 75
6.1 Modèle par éléments finis de référence 75
6.2 Comparaison des modèles par éléments frontières et par éléments finis 76
6.2.1 Différences entre les deux approches 76
6.2.2 Résultats du modèle éléments frontières 77
6.3 Modèles simplifiés 78
6.3.1 Découpage du modèle avec des plans de symétrie 78
6.3.2 Approximation axisymétrique 79
6.4 Améliorations des modèles grâce à la caractérisation des matériaux 82
6.4.1 Propriétés des tiges d'acier 82
6.4.2 Propriétés des lamelles 84
6.4.3 Propriétés des aimants permanents 84
6.4.4 Discussion sur l'effet des différentes propriétés sur les résultats de simulation 86

CHAPITRE 7 CONCLUSION 89
7.1 Synthèse des travaux 89
7.2 Limites du projet 90
7.2.1 Mesures au VSM 90
7.2.2 Mesures de perméabilité par variation d'impédance 90

7.2.3 Mesures de la réponse de la sonde 91
7.3 Travaux futurs 91
7.3.1 Améliorations à la méthode de mesure de perméabilité 92
7.3.2 Étude de la réponse de la sonde magnétique 92

RÉFÉRENCES 94

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Compositions requises dans les aciers de coeur d'ACSR. 6
Tableau 3.1 Composantes du champ magnétique terrestre à Montréal en septembre 2025 et leurs taux de variation annuel. 25
Tableau 3.2 Comparaison des diamètres de sonde. 31
Tableau 4.1 Paramètres de trois courbes $M(H)$ obtenues par minimisation de l'écart entre les aimantations mesurées au VSM et simulées dans COMSOL. 43
Tableau 4.2 Composition et dimensions des tiges d'étalonnage. 51
Tableau 4.3 Échantillons de câbles de garde et coeurs de câble ACSR. 51
Tableau 4.4 Conductivités mesurées pour les tiges échantillons. 52
Tableau 4.5 Conductivités mesurées pour les échantillons de câbles de garde et de coeur de câbles ACSR. 52
Tableau 4.6 Impact d'une variation de 10% des paramètres μ_r et σ sur les résultats de simulation à une fréquence de 100 Hz. 53
Tableau 4.7 Perméabilités mesurées à 100 Hz pour les échantillons de câble de garde et de coeurs de câbles ACSR. 56
Tableau 4.8 Comparaison des perméabilités à champ appliqué nul pour les tiges de 4 mm de diamètre selon les mesures des sections 4.4.2 et section 4.6.3. 64
Tableau 5.1 Agencement des tiges pour créer un maximum de sections. 67

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Câbles ACSR à sept brins d'acier et deux ou trois couches de brins d'aluminium. 4
Figure 2.2 Schéma des lignes de flux (en bleu) dans une sonde MFL de base avec un échantillon (a) sain et (b) contenant un défaut. 7
Figure 2.3 Prototype de sonde magnétique ultra-légère développé par Polytechnique Montréal et Hydro-Québec. 9
Figure 2.4 Schéma d'un dipôle de la sonde magnétique avec entrefer. 10
Figure 2.5 Schéma simplifié de la sonde vue d'une extrémité pour définir son diamètre. 11
Figure 2.6 Modèle COMSOL de la sonde. 12
Figure 3.1 Schéma de l'un des dipôles de la sonde et de l'axe de déplacement du capteur. 14
Figure 3.2 Effets des bouts de l'échantillon et de l'aimantation de l'échantillon au premier passage de la sonde sur le signal mesuré. 16
Figure 3.3 Composante x du champ magnétique simulé à l'emplacement du capteur en fonction du diamètre de la tige échantillon pour différentes valeurs de perméabilité magnétique de l'échantillon. 17
Figure 3.4 Champ magnétique mesuré par la sonde sur un câble ACSR en présence de courant dans la ligne. 20
Figure 3.5 Effet d'un filtre passe bas sur les mesures de champ magnétique en présence de courant dans la ligne. 21
Figure 3.6 Composantes continue et alternative des signaux de champ magnétique mesurés par la sonde sur un câble ACSR en fonction du courant transporté par ce câble. 22
Figure 3.7 Agrandissement de la composante alternative du signal de champ magnétique mesuré sur un câble ACSR traversé par un courant de 600 A. 22
Figure 3.8 Champ magnétique mesuré par la sonde sur une tige d'acier lorsqu'un courant alternatif circule dans cette tige. 23
Figure 3.9 Forme d'une caténaire pour a=400 m, utilisée pour modéliser une ligne électrique de 400 m de long dont le centre se trouve 50 m plus près du sol que ses points d'attache. 24

Figure 3.10 Zones de champ nul (en blanc) obtenues par simulation dans une vue depuis l'extrémité de la sonde. 26
Figure 3.11 Modèle simplifié du cadre (en bleu) et des dipôles (en gris) de la sonde pour les deux diamètres possibles : (a) 64 mm et (b) 34 mm. 27
Figure 3.12 Schéma d'une tige échantillon à laquelle 15% de section a été retiré sur une longueur de 15 cm en son centre. 29
Figure 3.13 Comparaison des signaux mesurés par la sonde pour deux aller-retours complets sur une tige ayant 15% de section retirée en son centre sur une longueur de 15 cm par (a) la sonde large et (b) la sonde étroite. . 29
Figure 3.14 Régressions linéaires permettant d'estimer le taux de variation du champ mesuré en fonction du signal effectif pour les deux diamètres de sonde. 30
Figure 4.1 Exemple de courbe $B(H)$, ou courbe d'hystérésis, pour un matériau ferromagnétique typique. 35
Figure 4.2 Schéma du montage de VSM géant du laboratoire de supraconductivité et magnétisme. 38
Figure 4.3 Données brutes d'aimantation en fonction du champ externe appliqué dans le VSM. 39
Figure 4.4 Courbes d'aimantation intrinsèques obtenues par deux approches différentes. 40
Figure 4.5 Comparaison des courbes intrinsèques et des aimantations simulées pour trois triplets de paramètres. 42
Figure 4.6 Comparaison de courbes intrinsèques pour trois triplets de paramètres – agrandissement de la figure 4.5a. 42
Figure 4.7 Comparaison de courbes intrinsèques à trois paramètres pour deux échantillons de longueurs différentes provenant d'un même câble de garde. 43
Figure 4.8 Montage à quatre pointes pour la mesure de conductivité. 45
Figure 4.9 Montage pour les mesures d'impédances. 45
Figure 4.10 Étapes pour réaliser les mesures d'impédance pour les trois états d'échantillons différents. 46
Figure 4.11 Schéma de la géométrie du modèle axisymétrique de la bobine utilisée pour les mesures d'impédance. 47
Figure 4.12 Comparaison des résistances et des inductances simulées et mesurées expérimentalement pour la bobine vide. 49
Figure 4.13 Tiges échantillons de trois alliages (4140, 1018 et 1065) et de trois diamètres (2 mm, 3 mm et 4 mm). 50

Figure 4.14 Échantillons de brins centraux de câble de garde et de coeur de câble ACSR. 50
Figure 4.15 Perméabilités relatives des tiges désaimantées mesurées à 100 Hz. . . 53
Figure 4.16 Perméabilités relatives des tiges en présence du champ de la sonde, mesurées à 100 Hz. 54
Figure 4.17 Perméabilités relatives des tiges aimantées, mesurées à 100 Hz. 55
Figure 4.18 Bobine pour la mesure de perméabilité des lamelles. 57
Figure 4.19 (a) Bobine (1), porte-échantillon (2) et échantillon (3), et (b) leur assemblage sur le bras vibrant du VSM. 58
Figure 4.20 Courbe d'aimantation fictive divisée en trois branches, telles que mesurées dans le VSM. 59
Figure 4.21 (a) Aimantations mesurées par VSM géant ; (b) susceptibilités mesurées par variation d'impédance, en fonction du champ externe appliqué. 60
Figure 4.22 Comparaison des courbes de première aimantation obtenues par intégration avec les courbes à trois paramètres. 61
Figure 4.23 (a)Reconstruction de la courbe d'aimantation intrinsèque complète avec l'algorithme d'intégration et (b) susceptibilités dérivées de cette courbe. 63
Figure 5.1 Sonde magnétique et tube pour le guidage des tiges d'acier. 65
Figure 5.2 Réponse de la sonde de 64 mm de diamètre pour deux alliages d'acier en fonction (a) du rayon effectif d'acier et (b) de la section d'acier. . . 67
Figure 5.3 Comparaison des régressions linéaires pour la réponse de la sonde de 64 mm de diamètre en fonction de la section d'acier pour deux alliages. 68
Figure 5.4 Réponse de la sonde de 34 mm de diamètre avec capteurs en position « petits câbles » pour deux alliages d'acier en fonction (a) du rayon effectif d'acier et (b) de la section d'acier. 70
Figure 5.5 Réponse de la sonde de 34 mm de diamètre avec capteurs en position « gros câbles » pour deux alliages d'acier en fonction (a) du rayon effectif d'acier et (b) de la section d'acier. 70
Figure 5.6 Sonde commerciale INTROS de la compagnie INTRON. 72
Figure 5.7 Pourcentage de perte de section mesuré par la sonde INTROS en fonction de la section d'acier pour différents alliages. 73
Figure 6.1 Réponse simulée de la sonde en fonction de la section d'acier pour la sonde large (a) et la sonde étroite (b). 76
Figure 6.2 Comparaison des réponses simulées par le modèle par éléments finis (FEM) et le modèle par éléments frontières (BEM) pour la sonde large (a) et la sonde étroite (b). 77

Figure 6.3 Modèle de la sonde simplifié par deux plans de symétrie (en mauve). 78
Figure 6.4 Comparaison entre le modèle complet et le modèle comprenant seulement 1/6 de la géométrie pour la sonde large (a) et la sonde étroite (b). 79
Figure 6.5 Comparaison des densités de flux magnétique B dans la direction x au centre des tiges simulées par les modèles 3D et axisymétrique pour identifier le meilleur ratio de champ rémanent des aimants. 81
Figure 6.6 Réponses de la sonde en fonction de la section d'acier pour une modélisation de la courbe $B(H)$ des échantillons dans la sonde large (a) et la sonde étroite (b). 83
Figure 6.7 Effet de la valeur de la perméabilité des lamelles du noyau des dipôles dans le modèle de sonde large. 84
Figure 6.8 Densités de flux magnétique B simulées dans la direction z au-dessus d'un aimant pour différents paramètres de simulation et comparaison avec les valeurs expérimentales. 86
Figure 6.9 Effet de la valeur densité de flux rémanente des aimants sur le champ magnétique simulé à l'emplacement du capteur dans le modèle de sonde large. 87

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ACSR	Aluminium Conductor Steel Reinforced
BEM	Boundary Element Modelling (modélisation par éléments frontières)
FEM	Finite Element Modelling (modélisation par éléments finis)
IREQ	Institut de recherche d'Hydro-Québec
MFL	Magnetic Flux Leakage (fuite de flux magnétique)
VSM	Vibrating Sample Magnetometer (magnétomètre à échantillon vibrant)

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Contexte

Le réseau électrique à haute tension du Québec est vieillissant. Au fil des décennies, l'acier de plusieurs conducteurs de type ACSR (Aluminum Conductor Steel Reinforced) et câbles de garde a subi une corrosion importante, ce qui diminue leur résistance mécanique et occasionne des ruptures. Cependant, le nombre de câbles en fin de vie est trop élevé pour un remplacement total immédiat basé uniquement sur l'âge des câbles. Cela crée un besoin pour une méthode d'inspection non destructive facile à déployer pour vérifier l'état réel de l'acier des câbles et prioriser adéquatement les remplacements. En effet, la dégradation dépend des conditions environnementales auxquelles les câbles sont soumis. Ainsi, le réseau ne se dégrade pas uniformément [1].

Les sondes magnétiques commerciales sont très lourdes et complexes à déployer, ce qui limite leur utilisation. En effet, des monteurs de ligne doivent aller placer la sonde sur la ligne à inspecter à partir du pylône ou d'une nacelle. L'alimentation de la ligne doit donc être interrompue ou limitée pour assurer la sécurité des travailleurs. De plus, l'accès au sol est difficile pour plusieurs pylônes. Le faible nombre d'inspections qui peut être réalisé avec cette méthode ne permet pas de dresser un portrait global de l'état du réseau.

Pour palier à ce problème, un projet de conception d'une sonde magnétique ultra-légère déployable par drone a été lancé conjointement par Hydro-Québec et Polytechnique Montréal en 2020 [2–4]. Ce partenariat a mené à une preuve de concept de sonde magnétique en 2023. Le prototype proposé est constitué de 3 dipôles magnétiques faits d'acier doux et d'aimants permanents. Chaque dipôle est doté d'un entrefer permettant de créer une zone de champ nul à proximité du dipôle dans laquelle est placé un capteur de champ magnétique d'une grande sensibilité de type « fluxgate ». Avec ce prototype, il était possible de détecter des brins brisés et des pertes de sections sur des tiges d'acier, sur des échantillons de coeur d'acier de câbles ACSR, ainsi que sur des manchons de raccordement.

1.2 Problématique

Bien que le prototype de sonde proposé ait montré des résultats préliminaires prometteurs, il reste des paramètres à étudier avant que le prototype puisse être utilisé en condition réelle.

Premièrement, tous les résultats publiés à ce jour proviennent de tests réalisés en condition

de laboratoire avec une sonde immobile. Lors de mesures en condition réelle, la sonde sera déplacée à une certaine vitesse le long du câble inspecté, ce qui accentuera le bruit de mesure. De plus, des champs magnétiques parasites sont susceptibles d'affecter la mesure, notamment le champ magnétique terrestre et le champ magnétique causé par le courant d'une ligne électrique.

Deuxièmement, les propriétés magnétiques des câbles d'acier à mesurer peuvent varier. Si plusieurs échantillons ont des réponses magnétiques différentes, alors le champ magnétique mesuré par les capteurs sera différent. Il est donc nécessaire d'évaluer dans quelle mesure les propriétés magnétiques des échantillons peuvent affecter l'interprétation des mesures de la sonde et altérer les diagnostics.

Troisièmement, les dimensions de la sonde affectent sa sensibilité et sa plage dynamique. Le premier prototype a été dimensionné pour pouvoir mesurer les manchons de raccordement de conducteurs. Toutefois, pour d'autres besoins d'inspection, particulièrement pour de petits câbles de garde, une version plus compacte de la sonde serait préférable. L'effet des dimensions et des propriétés de la sonde sur la qualité de la mesure doit donc également être étudié.

1.3 Objectifs de recherche

L'objectif de ce projet de maitrise est d'améliorer notre compréhension des facteurs pouvant affecter la réponse de la nouvelle sonde magnétique légère. Pour ce faire, une première phase du projet consiste en une exploration de l'impact de différents facteurs afin de déterminer ceux qui posent le plus grand risque au projet. Une deuxième phase du projet vise à quantifier l'impact des facteurs les plus critiques pour valider qu'une utilisation de ce concept dans une sonde sur le terrain est réaliste.

1.4 Plan du mémoire

Ce mémoire comporte 7 chapitres. Le premier chapitre est une introduction. Le second chapitre présente un état de l'art des inspections de lignes électriques, incluant une description détaillée du nouveau prototype de sonde développé par Polytechnique et Hydro-Québec dans les dernières années. Le troisième chapitre présente l'étude préliminaire des différents facteurs influençant les mesures de la sonde afin d'identifier ceux qui doivent être traités en priorité. Le facteur prioritaire retenu pour traitement dans ce mémoire est l'influence des propriétés magnétiques des échantillons. Le quatrième chapitre présente donc une méthodologie pour caractériser les propriétés magnétiques d'échantillons d'acier ainsi que les résultats de caractérisation de certains échantillons. Ces échantillons caractérisés sont ensuite utilisés pour

évaluer la sensibilité de la réponse de la sonde à différentes propriétés magnétiques d'échantillons (chapitre 5). Le sixième chapitre présente des améliorations au modèle numérique de la sonde, et le septième présente la conclusion des travaux.

CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART DE L'INSPECTION NON DESTRUCTIVE DE LIGNES ÉLECTRIQUES ET AUTRES CÂBLES D'ACIER

2.1 Conducteurs et câbles de garde

2.1.1 Définitions

Il existe plusieurs types de conducteurs pour les réseaux de transport d'électricité, mais la grande majorité des conducteurs sur le réseau d'Hydro-Québec sont composés d'un coeur en acier recouvert de brins d'aluminium (voir figure 2.1). Ces conducteurs se nomment ACSR, pour le terme anglais « Aluminum Conductor Steel Reinforced ». L'aluminium est utilisé pour conduire l'électricité, alors que l'acier assure la résistance mécanique du câble. Le coeur d'acier peut être composé d'un seul brin, de deux couches (7 brins) ou de trois couches (19 brins) [5]. Le cas le plus commun est de deux couches. Ces brins d'acier sont recouverts d'une à quatre couches de brins d'aluminium [5].

En plus des câbles conducteurs, les réseaux électriques peuvent être pourvus de câbles de garde. Ceux-ci sont des câbles, généralement composés d'acier, qui sont installés au-dessus

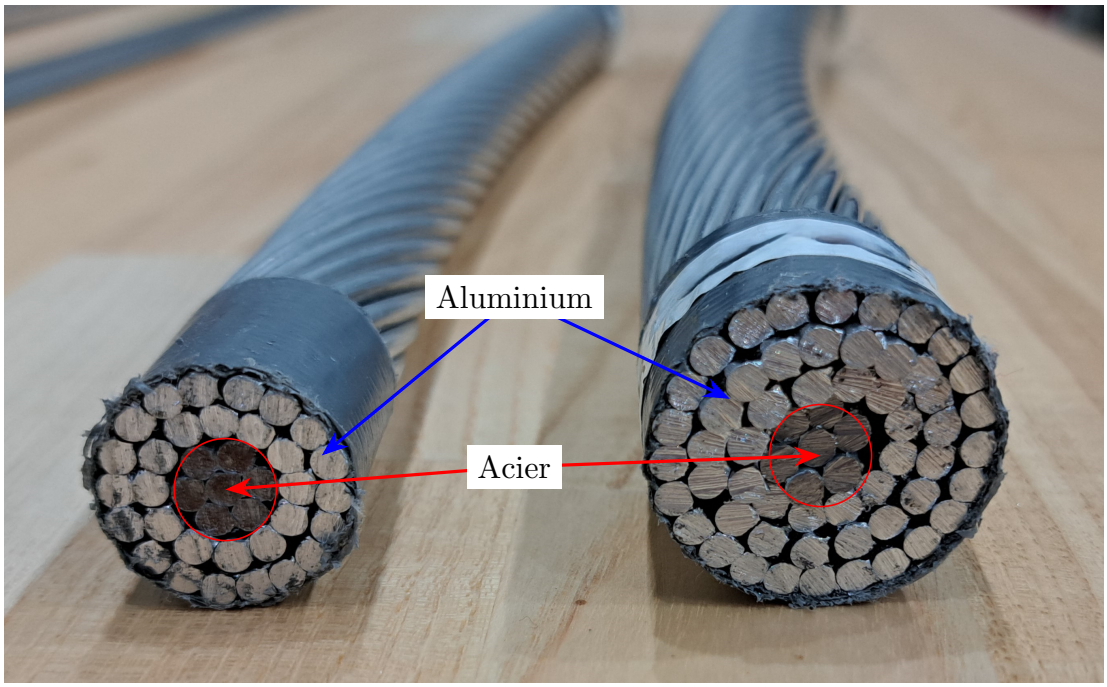


FIGURE 2.1 Câbles ACSR à sept brins d'acier et deux ou trois couches de brins d'aluminium.

des conducteurs, en haut des pylônes des lignes à haute tension. Ils ont plusieurs usages, comme servir de paratonnerre ou de point d'attache pour les harnais des monteurs de ligne. Leur diamètre est typiquement d'une dizaine de millimètres, mais peut varier entre 3 et 24 mm.

2.1.2 Normes de composition des câbles ACSR et câbles de garde

Les normes ASTM B498, B606 et B957 donnent des indications sur les propriétés mécaniques et chimiques requises pour les coeurs d'acier des conducteurs ACSR. Ces normes prescrivent des teneurs en carbone, manganèse, phosphore, soufre et silicium, selon le grade de résistance mécanique recherché. Par exemple, la teneur en carbone doit se situer entre 0.5 et 1% [6–8]. Les compositions prescrites par les trois normes sont détaillées au tableau 2.1.

Les propriétés des câbles de garde sont plutôt données dans la norme A363 [9]. Cependant, celle-ci inclut uniquement des propriétés mécaniques. Toute composition d'acier qui respecte ces requis mécaniques est adéquate. Il est donc plus difficile d'estimer de quel alliage sont faits les câbles de garde.

2.1.3 Corrosion et dégradation des conducteurs et câbles de garde

Corrosion galvanique

Le contact entre l'acier et l'aluminium cause de la corrosion galvanique. Ainsi, pour retarder ce phénomène, les brins d'acier sont recouverts d'une couche de zinc dans les conducteurs ACSR. La couche de zinc a un rôle d'anode sacrificielle, c'est-à-dire que c'est le zinc qui se détériorera à cause de son contact avec l'aluminium [10]. Après quelques dizaines d'années, la couche de zinc aura disparu. C'est alors l'acier qui se détériorera par corrosion galvanique. La corrosion est accélérée par la pollution ou les conditions climatiques [11].

Corrosion atmosphérique

Les câbles de garde subissent de la corrosion directement par l'air, qui contient de l'humidité et des polluants. Cette corrosion atmosphérique cause une perte de section plus ou moins uniforme sur le câble et la création d'une couche d'oxyde à sa surface [10, 12].

Corrosion par piqure

La corrosion peut également se concentrer de façon très locale et causer des piqures (pitting) [10, 12]. Ce type de corrosion est souvent observé sur les câbles de garde.

Tableau 2.1 Compositions requises dans les aciers de coeur d'ACSR [6–8].

Élément	Composition (%)		
	B498	B606	B957
Manganèse	0,5-1,10	0,5-1,3	0,3-1,3
Carbone	0,5-0,88		0,5-1
Silicium	0,1-0,35		0,15-1,20
Phosphore	<0,035		
Soufre	<0,045		

Usure mécanique

Un autre type de bris qui peut survenir dans les brins d'acier est la rupture de l'un des brins. Elle peut être liée à de la corrosion, mais aussi à des contraintes mécaniques, par exemple à proximité des pinces servant à tenir les câbles.

2.2 Sondes à fuite de flux magnétique

2.2.1 Principe de mesure

Les sondes à fuites de flux magnétique (MFL, pour Magnetic Flux Leakage) sont utilisées pour l'inspection non destructive de matériaux ferromagnétiques tels que l'acier. Des sondes MFL existent pour plusieurs géométries d'objets à inspecter, comme des plaques, des tiges, des tubes ou encore des câbles [13].

Les sondes MFL sont constituées d'une source de champ magnétique et d'un matériau ferromagnétique qui concentre les lignes de flux magnétique. La source du champ peut être des aimants permanents ou un solénoïde traversé par un courant. Lorsque la sonde est en contact ou à proximité de l'échantillon, ce dernier vient former un circuit magnétique avec la sonde. Ce flux est illustré en bleu à la figure 2.2a. Le flux magnétique Φ dans le circuit est donné par :

$$\Phi = \frac{F}{\mathfrak{R}}, \tag{2.1}$$

où F est la force magnétomotrice et $\mathfrak{R}$ est la réluctance du circuit. Si la source d'excitation est une bobine, la force magnétomotrice est le produit du nombre de tours n et du courant I : $F = nI$. Tout comme la résistance électrique, la réluctance dépend de la géométrie et de la nature du matériau. Elle est donnée par

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A}, \tag{2.2}$$

où l est la longueur parcourue par le flux magnétique, A est la section traversée par le flux, μ_0 est la perméabilité du vide et μ_r est la perméabilité relative du matériau.

La réluctance totale du circuit formé de la sonde et de l'échantillon sera la somme de leurs réluctances ($\mathfrak{R}_s$ pour la sonde et $\mathfrak{R}_e$ pour l'échantillon), ainsi que de la réluctance du petit espace d'air entre la sonde et l'échantillon, $\mathfrak{R}_{air}$. En effet, une certaine distance est généralement maintenue entre la sonde et l'échantillon pour pouvoir la déplacer sans entrave.

La réluctance totale s'exprime donc par :

$$\mathfrak{R}_{circuit} = \mathfrak{R}_s + \mathfrak{R}_e + \mathfrak{R}_{air} \approx \frac{1}{\mu_0}\left(\frac{l_s}{\mu_s A_s} + \frac{l_e}{\mu_e A_e} + \frac{l_{air}}{A_{air}}\right). \tag{2.3}$$

En général, le matériau ferromagnétique de la sonde a une perméabilité relative, μ_s, beaucoup plus grande que celle de l'échantillon à mesurer, μ_e, alors que les longueurs l_s et l_e ainsi que les aires A_s et A_e sont du même ordre de grandeur. La réluctance de la sonde est donc négligeable par rapport à celle de l'échantillon.

Au contraire, l'air a une perméabilité relative de 1, ce qui est beaucoup plus faible que la perméabilité d'un échantillon ferromagnétique (μ_e vaut environ 100 pour de l'acier). Toutefois, la longueur de l'espacement d'air, l_{air}, est typiquement de quelques millimètres, alors que la portion de l'échantillon comprise dans le circuit magnétique, l_e, sera de quelques dizaines de centimètres, soit 100 fois plus. Ainsi, les réluctances de l'air et de l'échantillon sont généralement d'un ordre de grandeur comparable, sous l'hypothèse que les aires A_e et A_{air} sont similaires. Pour un trajet dans l'air très court, A_{air} sera égal à l'aire des portions ferromagnétiques du circuit. Si le parcours dans l'air est long, le flux magnétique dans l'air n'est plus contenu dans une section égale à la section des matériaux ferromagnétiques. Il faut

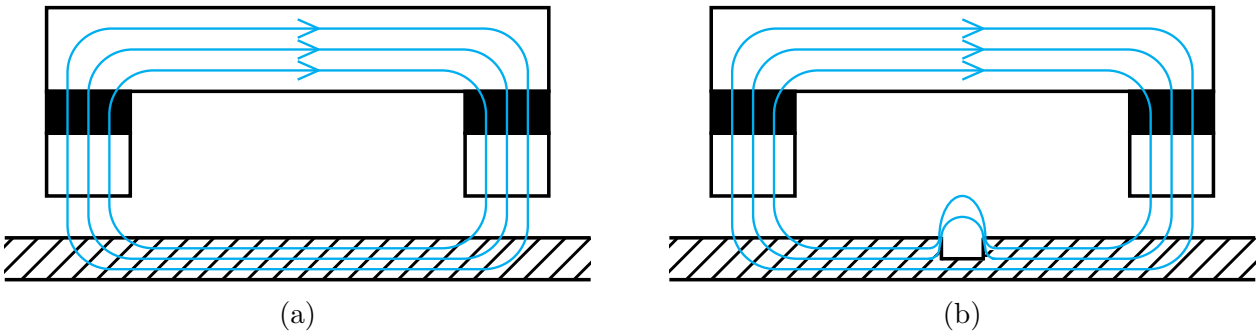


FIGURE 2.2 Schéma des lignes de flux (en bleu) dans une sonde MFL de base avec un échantillon (a) sain et (b) contenant un défaut.

alors considérer une aire effective plus grande que la section des matériaux ferromagnétiques dans le calcul de la réluctance de l'air [14]. Dans les deux cas, les réluctances de l'échantillon et de l'air restent souvent les deux termes significatifs et leur importance relative est surtout définie par la longueur l_{air}.

De manière générale, les sondes MFL opèrent à saturation, c'est-à-dire que le flux dans le circuit est assez élevé pour que la densité de flux magnétique dans l'échantillon corresponde à la densité maximale qui peut exister dans ce matériau. Pour maximiser le flux dans le circuit, l'équation 2.1 indique qu'il faut minimiser la réluctance. C'est pourquoi l'espacement d'air est minimisé dans la plupart des sondes.

Dans un échantillon saturé, la présence d'un défaut causera une fuite locale de flux magnétique, car, à l'emplacement du défaut, la section est subitement réduite. Le flux maximal pouvant circuler dans l'échantillon en ce point est donc inférieur au flux du circuit. L'excédent de flux se retrouvera donc dans l'air à proximité du défaut (voir figure 2.2b). Ce sont ces fuites de flux dans l'air qui sont mesurées afin de détecter un défaut, d'où le nom de « sonde à fuites de flux magnétique ».

2.2.2 Sondes existantes pour l'inspection de câbles d'acier

La compagnie INTRON PLUS a développé une sonde MFL spécifiquement pour l'inspection des lignes électriques et de leurs câbles de garde [15]. Cette technologie est maintenant commercialisée sous le nom de « INTROS ». Les sondes INTROS existent en plusieurs modèles pour différentes plages de diamètre de câbles. Pour chaque modèle, plusieurs formats de manchons sont fournis pour que la mesure soit toujours réalisée avec un espacement minimal entre la sonde et le câble afin de le saturer [16]. En effet, le circuit magnétique doit être presque complètement fermé, ce qui peut causer des difficultés dans le cas de câbles gonflés ou en présence d'un manchon de raccordement sur le câble. La sonde pour les câbles de 6 à 24 mm de diamètre a un poids de 3 kg, alors que celle pour des câbles de 100 à 175 mm a un poids de 250 kg (incluant son système de roulettes) [16]. Les sondes INTROS s'ouvrent afin de s'insérer sur le câble à inspecter, puis sont maintenues en position fermée par une barrure pendant l'inspection. La sonde fournit deux signaux : le pourcentage de perte de section (LMA, pour « *Loss of Metallic Area* »), et un indice de défaut local (LF, pour « *Local Fault* »).

La compagnie allemande ROPESYS a également une gamme de sondes pour l'inspection de câbles métalliques [17]. Deux géométries de sonde sont proposées : une forme ronde et une forme en U. Les sondes de forme ronde sont très similaires aux modèles INTROS. Le modèle en U permettrait de se déposer sur un câble sans la complexité du mécanisme de fermeture.

Cependant, son poids de 8,5 kg pour la version adaptée à des câbles de 3 à 28 mm de diamètre est présentement trop élevé pour un déploiement par drone.

La compagnie italienne AMC Instruments propose aussi des sondes semblables avec des aimants permanents de type NdFeB et des capteurs à effet Hall [18]. Une sonde ouverte et trois sondes fermées sont proposées.

2.3 Description du prototype de sonde magnétique ultra-légère étudié

Les travaux antérieurs sur le concept de sonde à l'étude ont mené à la publication d'un mémoire de maîtrise [2], d'un article [3] et d'un brevet [4]. Cette section résume les caractéristiques principales de ce prototype, présenté à la figure 2.3, qui sert de point de départ au projet actuel.

2.3.1 Particularités et fonctionnement

La sonde magnétique utilise le principe des fuites de flux magnétique pour détecter des défauts dans l'acier. La nouveauté de ce concept est l'ajout d'un entrefer dans les dipôles magnétiques afin de créer une zone de champ nul dans la sonde. La position de cet entrefer est illustrés à la figure 2.4. Ainsi, un capteur très sensible peut être positionné au point de

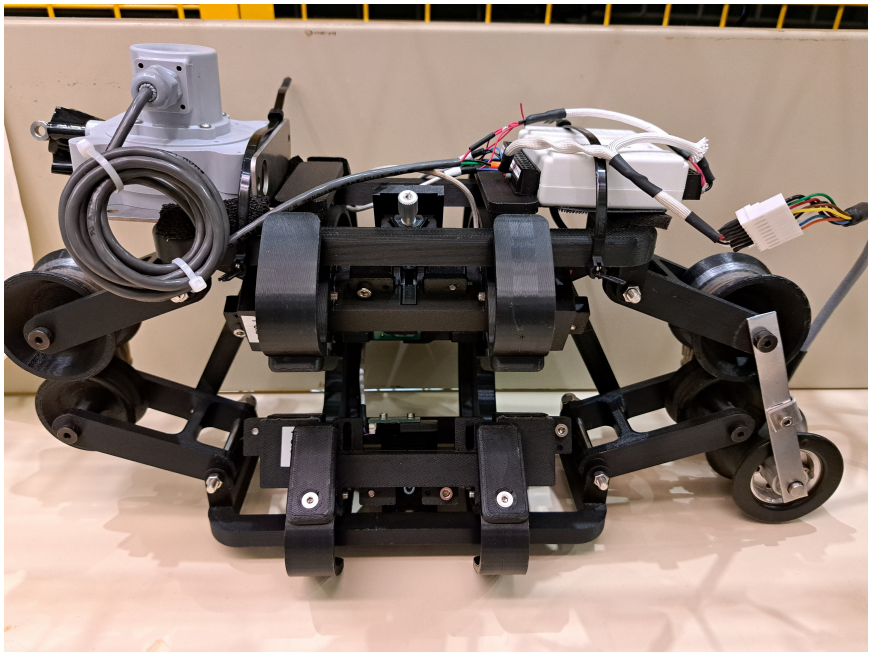


FIGURE 2.3 Prototype de sonde magnétique ultra-légère développé par Polytechnique Montréal et Hydro-Québec.

champ nul et mesurer de très faibles perturbations sans être saturé par le champ ambiant. La grande sensibilité du capteur permet d'aimanter moins fortement l'acier et de tout de même percevoir les perturbations de champ causées par des défauts. Cette tolérance à une faible aimantation permet de concevoir une sonde qui produit un champ plus faible et avec de plus grands espacements d'air entre les pôles magnétiques et la surface du câble. Un champ à produire plus faible permet de réduire le poids de la sonde et ainsi respecter les contraintes de charge utile d'un drone. De plus, la possibilité d'avoir plus d'air (ou autre matériau non-ferromagnétique) entre les pôles magnétiques et le câble réduit le risque de coincement de la sonde en présence d'un gonflement du câble, permet d'inspecter les coeurs d'ACSR malgré une couche d'aluminium autour et permet à la sonde de passer sur les manchons de raccordement. Cela améliore la polyvalence de cette sonde par rapport aux modèles existants.

2.3.2 Caractéristiques et performances du prototype

La sonde utilise trois capteurs magnétiques de type « fluxgate » ayant une plage dynamique de ± 2 mT. Les dipôles magnétiques qui génèrent et concentrent le champ sont constitués de deux aimants permanents (NdFeB) et d'un noyau composé de lamelles d'acier au silicium. Ces composantes sont identifiées à la figure 2.4. Trois dipôles sont positionnés à 120° les uns des autres et maintenus par un cadre en arc de cercle, laissant ainsi une ouverture pour insérer les câbles entre deux des dipôles.

Les premiers travaux portaient sur une sonde d'un diamètre de 90 mm. Le diamètre de la sonde est défini comme le diamètre du plus large câble qui pourrait glisser à l'intérieur. Un autre paramètre important est la largeur d'ouverture, qui correspond au diamètre du plus large câble sur laquelle la sonde peut être insérée. Ces deux dimensions sont illustrées à la figure 2.5. Le diamètre de la sonde est plus grand que sa largeur d'ouverture, ce qui permet notamment le passage sur des manchons de raccordement, dont le diamètre serait plus grand

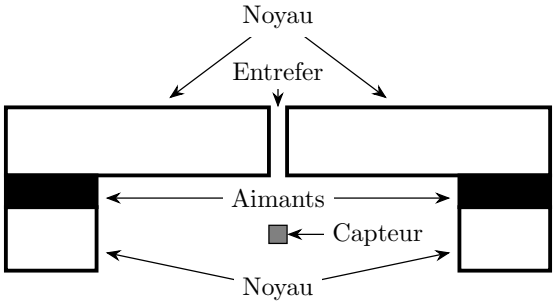


FIGURE 2.4 Schéma d'un dipôle de la sonde magnétique avec entrefer.

que la largeur d'ouverture de la sonde, mais inférieur à son diamètre.

Les tests sur cette géométrie de sonde ont permis de démontrer une relation quasi-linéaire entre le champ magnétique moyen mesuré par les trois capteurs de la sonde et le rayon effectif d'acier contenu dans la sonde. Le concept de rayon effectif permet de comparer des échantillons composés de différents nombres de brins ou tiges. Le rayon effectif est défini comme le rayon du disque dont l'aire est égale à l'aire totale des brins composant l'échantillon. Par exemple, un câble de garde composé de 7 brins de 2 mm de diamètre chacun a une section totale de 22 mm^2 ce qui correspond à un rayon effectif de 2,65 mm. Le taux de variation du champ par rapport au rayon effectif est de 436 μT/mm. Des fuites magnétiques d'une amplitude inférieure à 30 μT étaient également détectées dans des assemblages de 7 brins d'acier sur lesquels des défauts avaient été créés.

2.3.3 Modèle numérique par éléments finis

Un modèle par éléments finis de la sonde a été développé dans le logiciel COMSOL Multiphysics. Ce modèle a servi à orienter le choix de différents paramètres de conception dans la première phase du projet. La géométrie du modèle est présentée à la figure 2.6a. Le modèle comprend des aimants permanents, des laminations d'acier doux, une tige d'acier et un grand

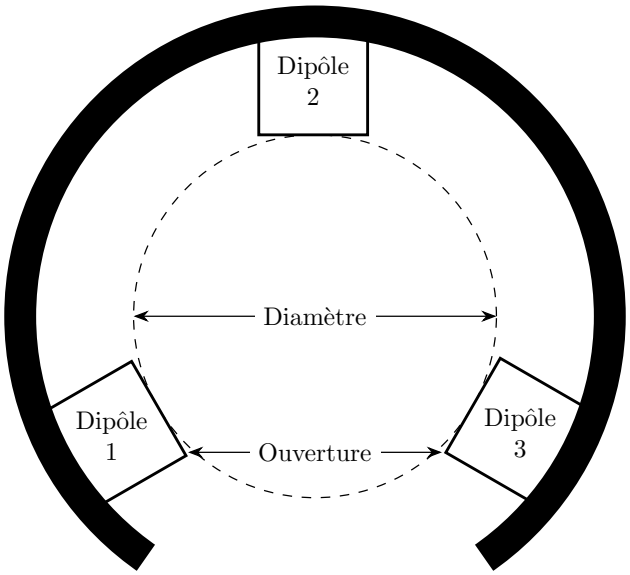


FIGURE 2.5 Schéma simplifié de la sonde vue d'une extrémité. Le cadre en plastique est tracé en noir et les dipôles sont les rectangles blancs. Le diamètre de la sonde est défini comme celui du plus grand cercle inscrit à l'intérieur des dipôles.

volume d'air qui englobe le tout. Les laminations sont cependant approximées comme des blocs pleins. Cette approximation causerait des erreurs en présence de courants de Foucault. Cependant, le modèle ne les simule pas. Il est basé sur la physique « Champs magnétiques sans courants » offerte dans COMSOL pour résoudre des problèmes magnétostatiques. Les équations sont donc :

$$\mathbf{H} = -\nabla V_m \tag{2.4}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \tag{2.5}$$

ou $\mathbf{H}$ est le champ magnétique en A/m, V_m est le potentiel scalaire magnétique en ampères et $\mathbf{B}$ est la densité de flux magnétique en T.

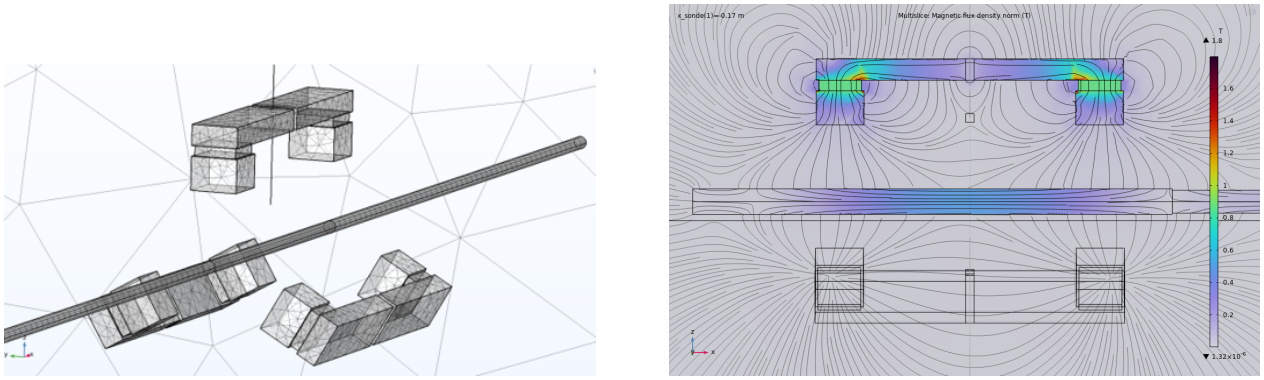
Les aimants permanents sont modélisés avec l'option de densité de flux rémanent. Ils sont donc définis à l'aide de deux propriétés : leur perméabilité de recul (recoil permeability, μ_{rec}) et leur densité de flux rémanent B_r. Dans ces régions, l'équation constitutive appliquée est :

$$B = \mu_0 \mu_{rec} \mathbf{H} + \mathbf{B}_r. \tag{2.6}$$

Pour les autres matériaux, modélisés comme des milieux linéaires, la seule propriété requise est la perméabilité relative μ_r. L'équation constitutive dans ces régions est :

$$B = \mu_0 \mu_r \mathbf{H}. \tag{2.7}$$

Ce modèle permet d'estimer l'aimantation et la densité de flux dans les échantillons et d'approximer l'emplacement du point de champ magnétique nul.



(a) Géométrie et maillage.

(b) Norme de la densité de flux magnétique.

FIGURE 2.6 Modèle COMSOL de la sonde.

CHAPITRE 3 ÉTUDE DES LIMITATIONS DU PROTOTYPE INITIAL DE SONDE

Afin de faire passer le prototype de sonde proposé de la phase de concept à la phase de tests en conditions réelles, plusieurs limitations et défis à surmonter ont été identifiés. Cette section présente les observations et les tests exploratoires réalisés pour mieux comprendre ces limitations et pouvoir par la suite cibler lesquelles traiter en priorité. Certaines observations et certains tests sont trop exploratoires pour en tirer des conclusions définitives. Ils sont tout de même présentés dans cette section pour donner un aperçu le plus complet possible des informations recueillies et servir de point de départ à de futurs tests plus étoffés. Une méthodologie de tests plus complète sera abordée dans les chapitres subséquents pour les aspects plus critiques retenus.

3.1 Fonctionnement détaillé du système de mesure de la sonde

Les capteurs magnétiques utilisés sont de type « fluxgate », du modèle DRV425 de la compagnie Texas Instruments. Ce sont des capteurs uni-axiaux, qui sont orientés de façon à mesurer le champ magnétique dans la direction parallèle à l'échantillon (axe x dans la figure 3.1).

3.1.1 Ajustement de la position des capteurs

Des vis d'ajustement permettent de déplacer les capteurs perpendiculairement par rapport aux dipôles magnétiques sur lequel ils sont fixés (c'est-à-dire dans l'axe z sur la figure 3.1). Cela permet de toujours placer le capteur dans la zone avoisinant le point de champ nul avant de réaliser une mesure. La zone de faible champ sera définie comme la zone dans laquelle la composante z du champ magnétique est comprise entre -2 mT et 2 mT, soit les limites de la plage dynamique des capteurs. La position de cette zone de faible champ étant affectée par la quantité d'acier insérée dans la sonde, il peut être nécessaire de déplacer le capteur en fonction de la plage de diamètre à mesurer afin d'éviter une saturation du capteur. La figure 3.1 illustre trois zones de faible champ distinctes pour trois diamètres d'échantillon. Ainsi, pour couvrir les diamètres entre 0 et d sans saturation des capteurs, il faudrait placer le capteur dans la zone d'intersection des cercles A et B. À cette position, il serait impossible de mesurer un diamètre 2d, puisque le capteur se trouverait en dehors du cercle C. Ainsi, chaque position de capteur permet de mesurer une plage finie de diamètres d'échantillons. Les zones pour différents diamètres seront plus ou moins superposées selon le diamètre de

la sonde, d'où l'utilisation de diamètres symboliques plutôt que numériques dans ce schéma générique.

La possibilité de déplacer les capteurs, voire le besoin de les déplacer dans certains cas, fait en sorte que la valeur de champ magnétique mesurée doit être interprétée de manière relative. En effet, pour un diamètre d'échantillon quelconque, il serait possible d'obtenir n'importe quelle valeur de champ magnétique mesurée dans l'intervalle de ±2 mT simplement en déplaçant le capteur. En général, c'est donc la variation de signal par rapport à la valeur initiale au début du test qui est analysée. Dans beaucoup de cas, seules les variations de signal ont besoin d'être interprétées. La valeur initiale du signal est donc sans importance, tant qu'elle permet de ne pas saturer les capteurs au cours de la mesure. La valeur initiale du signal devient importante seulement pour comparer les valeurs brutes de deux tests distincts. Il faut alors avoir des points de comparaison connus, tels que le signal pour la sonde vide ou le signal pour des tiges données afin de calibrer les mesures.

3.1.2 Traitement du signal

Enfin, les mesures réalisées avec la sonde peuvent être présentées en fonction du temps ou de la position puisque la sonde est également dotée d'un encodeur. Dans un cas d'utilisation normale de la sonde, ce sont les mesures en fonction de la position qui sont utilisées, car l'objectif est de pouvoir localiser des défauts. Toutefois, dans ce mémoire, des données temporelles sont parfois présentées pour étudier certains biais de mesure.

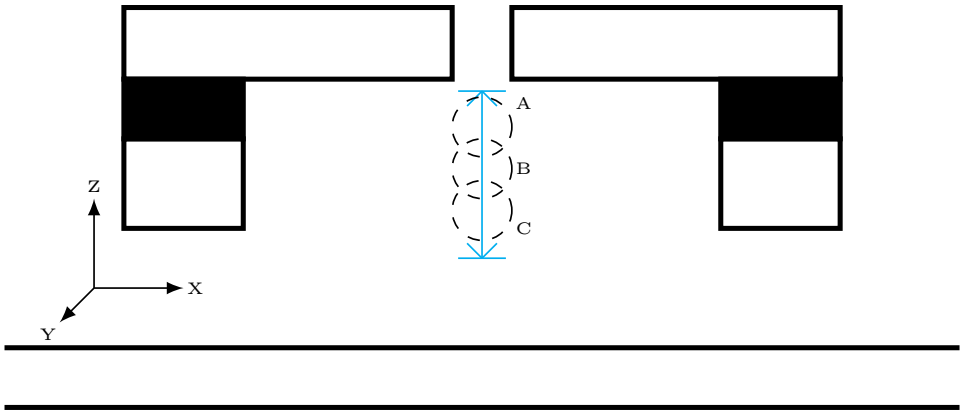


FIGURE 3.1 Schéma de l'un des dipôles de la sonde et de l'axe de déplacement du capteur, tracé en bleu pâle. La zone de faibles champs ($|B_x| < 2\ mT$), illustrée en pointillé, se déplace selon la quantité d'acier : sans échantillon (A), tige de diamètre d (B) et tige de diamètre 2d (C).

La fréquence d'échantillonnage des capteurs dans le programme Labview est normalement de 10 kHz. Des tests à 5 kHz et 9,6 kHz ont aussi été réalisés lors de l'intégration de l'encodeur. Une moyenne est calculée sur chaque groupe de 10 points avant l'affichage et l'enregistrement des données. Le fichier de données final a donc 1000 points par seconde pour chacun de ses canaux lorsque la fréquence d'échantillonnage du système est à 10 kHz. Les signaux à 1000 points par seconde sont ci-après désignés comme les signaux bruts, puisqu'il s'agit de ce qui est exporté.

Le fichier de données brutes comporte 5 colonnes. Les trois premières sont les valeurs de champ magnétique mesurées par chacun des capteurs. La quatrième est une moyenne des trois capteurs. La cinquième colonne contient les valeurs de positions de l'encodeur. Il n'y a pas de colonne qui enregistre les données de temps. Il faut donc porter une attention particulière à la fréquence d'échantillonnage utilisée afin de bien reconstruire le vecteur de temps si celui-ci est nécessaire.

3.2 Perturbations du signal liées aux échantillons

Outre le diamètre de l'échantillon d'acier qui est la grandeur que la sonde doit permettre de mesurer, d'autres paramètres des échantillons peuvent affecter le signal de la sonde. Les paragraphes suivants explorent les effets de l'état d'aimantation des échantillons, les effets de bouts observables lors de tests sur des courts échantillons, et l'effet de la perméabilité magnétique des aciers.

3.2.1 Aimantation des échantillons

Lorsque la sonde effectue plusieurs passages sur un même câble ou échantillon, la première mesure est toujours différente des mesures subséquentes (voir figure 3.2). C'est un phénomène récurent dans les sondes magnétiques. Une aimantation de l'échantillon par le premier passage de la sonde doit être effectué avant de prendre la mesure valide au deuxième passage. De plus, sans le premier passage pour uniformiser l'aimantation de l'échantillon, il pourrait y avoir des aimantations locales, causées par exemple par un aimant approché de l'échantillon. Ces zones localement aimantées causeront une variation locale du signal de la sonde qui pourrait erronément être interprétée comme une variation de section d'acier. Le premier passage de la sonde vient donc également effacer les zones d'aimantation rémanente locales qui pourraient exister.

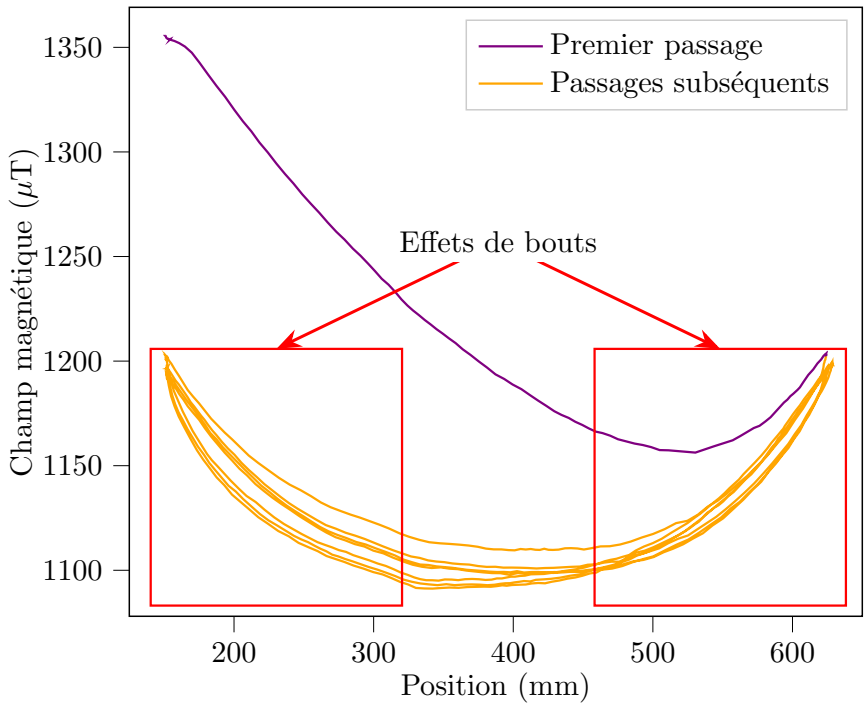


FIGURE 3.2 Effets des bouts de l'échantillon et de l'aimantation de l'échantillon au premier passage de la sonde sur le signal mesuré.

3.2.2 Effets de bout

Lors de tests sur des échantillons coupés, l'approche des extrémités fait varier le signal tel qu'illustré à la figure 3.2. En effet, aux extrémités, les lignes de flux magnétique sortent de la tige pour aller se refermer sur elles-mêmes. Les échantillons utilisés doivent donc être assez longs pour que la valeur mesurée au centre de l'échantillon ne soit pas affectée par l'existence des extrémités. Selon la norme ASTM E1571, une longueur minimale de 3 pieds, soit 0,91 m, est requise pour tester des sondes dont le principe de mesure se base sur les fuites de flux magnétiques [19].

Une courbure du signal similaire à l'effet de bout sur des tiges courtes peut également être observée sur de longs câbles si la sonde approche de l'endroit où le câble n'a pas encore été aimanté par le premier passage de la sonde. Il faut donc idéalement que le premier passage d'aimantation couvre un peu plus que la zone de mesure.

3.2.3 Effet des propriétés de l'échantillon sur le signal

Lors de la précédente phase du projet, les premiers tests effectués sur la sonde étaient réalisés avec des tiges d'acier 1018. Ces tests avaient permis de conclure qu'on pouvait obtenir une

relation entre le signal de la sonde magnétique et le diamètre des tiges. Cependant, l'acier des câbles de garde n'est pas garanti d'être toujours du même alliage et de même fabrication. Il est donc possible que la perméabilité magnétique varie d'un échantillon à l'autre. Cette propriété des tiges peut, tout comme le diamètre, changer la réponse de la sonde. Il devient alors nécessaire de vérifier l'impact de la perméabilité sur la réponse de la sonde. Un faible impact de la perméabilité en comparaison à celui d'une variation de diamètre permettrait de simplement inclure la variation de perméabilité dans les causes d'incertitude de la mesure. Au contraire, un impact important sur le signal demanderait une interprétation du signal mesuré par la sonde d'après deux variables (diamètre et perméabilité).

L'effet de la perméabilité de l'échantillon a été simulé à l'aide d'un modèle par éléments finis dans COMSOL. La figure 3.3 montre la valeur du champ magnétique en un point dans la région du capteur pour différentes valeurs de perméabilité et de rayon de l'échantillon. Selon des mesures préliminaires, les valeurs attendues de perméabilité relative sont entre 50 et 100 pour les câbles. Dans cette plage, la perméabilité affecte significativement les valeurs de champ magnétique, de même que la variation du champ magnétique en fonction du rayon. Ces deux quantités sont ce qui permet d'interpréter la mesure de la sonde en termes de rayon ou de section d'acier. Il semble donc que l'effet de la perméabilité des échantillons mérite d'être étudié avec plus d'attention.

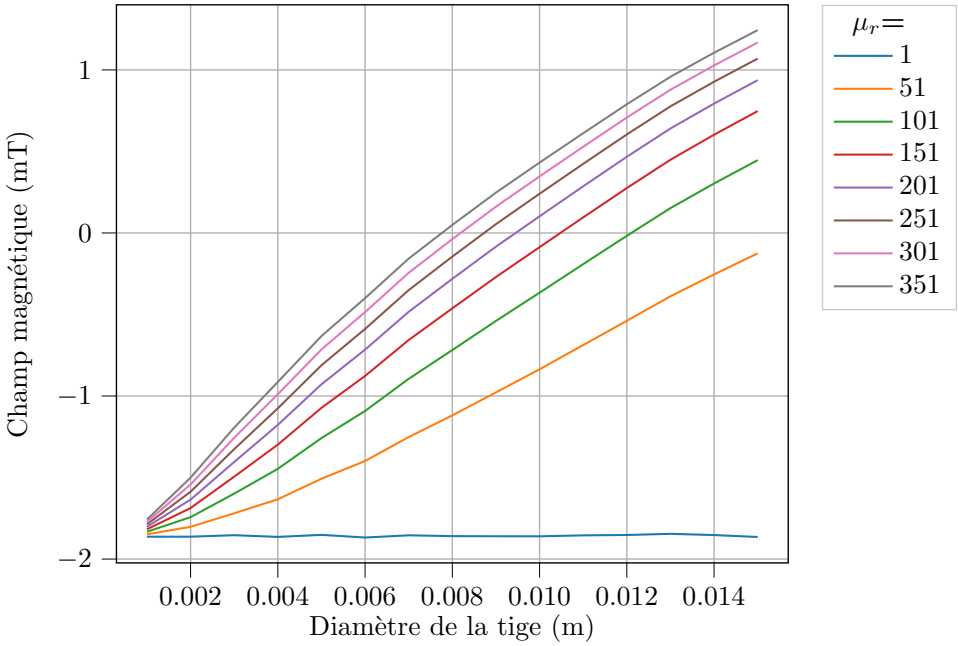


FIGURE 3.3 Composante x du champ magnétique simulé à l'emplacement du capteur en fonction du diamètre de la tige échantillon pour différentes valeurs de perméabilité magnétique de l'échantillon.

3.3 Perturbations par des champs externes

La deuxième catégorie de limitations étudiée est celle qui regroupe les perturbations de mesure pouvant être causées par des champs externes. En effet, les capteurs magnétiques de type fluxgate utilisés dans la sonde sont très sensibles, de manière à pouvoir détecter de faibles variations de champ magnétique dues à des défauts dans les câbles inspectés. Cependant, cela rend les capteurs sensibles à des variations de champs magnétiques d'origine externe à la sonde. Deux de ces sources de perturbations ont été étudiées plus en détail : les champs produits par le courant transporté par le câble inspecté et le champ magnétique terrestre.

3.3.1 Champs produit par une ligne électrique

Les lignes électriques transportent un courant alternatif. Un courant circulant dans un fil conducteur crée un champ magnétique concentrique autour de celui-ci. Ce champ magnétique, B, varie à la même fréquence que le courant qui le génère et se calcule selon l'équation :

$$B(r) = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}, \tag{3.1}$$

où r est la distance radiale par rapport à l'axe central du câble, μ_0 est la perméabilité du vide et I est le courant dans la ligne.

En approximant les câbles multibrins toronnés comme des conducteurs simples, on s'attend à avoir un champ magnétique qui tourne autour du conducteur. Le champ magnétique de la ligne serait donc perpendiculaire à la direction de mesure de la sonde, cette direction de mesure étant dans l'axe du conducteur inspecté. Un champ parfaitement perpendiculaire ne devrait pas être mesuré par le capteur. Cependant, en pratique, la perpendicularité n'est pas parfaite. Une faible composante du champ magnétique peut donc être captée. De plus, la sonde comporte des aimants permanents. Ceux-si subiront des forces en étant plongés dans le champ alternatif. Cela entraine des vibrations de la sonde, qui pourraient également affecter la mesure de champ magnétique.

Description des tests effectués

L'effet d'un courant alternatif (AC) à 60 Hz dans un câble ACSR a été étudié. Pour ce faire, la sonde était installée sur un conducteur ACSR relié à une source de courant AC. L'amplitude du courant était graduellement augmentée de 50 A à la fois, jusqu'à un maximum de 800 A. Chaque valeur était maintenue quelques secondes avant de passer à la suivante. Une fois le maximum atteint, le courant était ramené à 0. Ce test a été réalisé à plusieurs reprises, à

quelques minutes d'intervalle et des jours différents. Pour certains tests à quelques minutes d'intervalle, la sonde était laissée immobile entre les tests. Pour d'autres, elle était retirée ou déplacée entre deux tests.

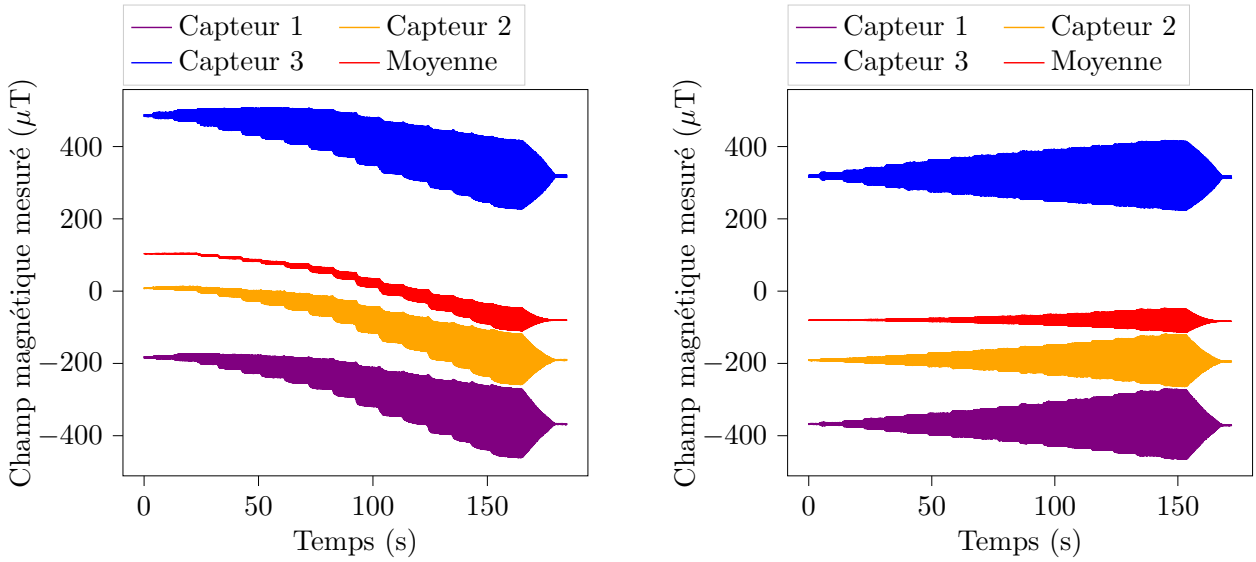
De plus, ce test des paliers de courant a également été réalisé alors que la sonde était sur une tige contenant uniquement de l'acier, sans recouvrement d'aluminium, afin de représenter un câble de garde dans lequel circulerait un courant. L'acier étant moins conducteur que l'aluminium, l'échauffement de la tige était alors plus important et l'amplitude du courant maximal appliqué était plus limitée.

Résultats des tests et observations

Tout d'abord, il est à noter que les trois capteurs ont été volontairement positionnés de façon à avoir des valeurs initiales distinctes pour faciliter la visualisation des données en temps réel sur un même graphique. Un déplacement des capteurs lors de la mesure ou un ajustement des données en post-traitement suffit pour que les trois signaux retrouvent une valeur initiale commune. Dans les figures qui suivent, les signaux seront représentés tels que mesurés, c'est-à-dire avec des valeurs initiales distinctes grâce au positionnement de leurs capteurs, afin de faciliter la visualisation.

Deux comportements distincts du signal ont pu être observés parmi les mesures effectuées sur un câble ACSR. Un exemple pour chaque comportement est présenté à la figure 3.4. Les conditions pour observer l'un ou l'autre des comportements sont les suivantes : la première fois qu'une mesure est réalisée, c'est le premier comportement qui est observé. Si tout le montage est laissé inchangé et qu'un courant est à nouveau appliqué, c'est le deuxième comportement qui a lieu. Dès que la sonde est déplacée ou qu'une autre source de champ magnétique est approchée du montage, les mesures retournent au premier comportement. Il semble donc que l'application d'un courant pendant la mesure place la sonde ou l'échantillon dans un état d'aimantation différent. Une fois ce nouvel état atteint, une seconde application de courant ne modifie pas l'état à nouveau. Cependant, déplacer la sonde ou approcher un aimant vient perturber ce nouvel état de sorte qu'un changement d'état est à nouveau visible si on applique à nouveau un courant après cette perturbation.

Pour les deux types de comportements, l'amplitude des oscillations du champ magnétique augmente avec une augmentation de l'amplitude du courant. Cela correspond au résultat attendu pour un champ magnétique produit par le courant qui n'est pas parfaitement perpendiculaire à la direction de mesure de la sonde : le champ magnétique oscille à la même fréquence que le courant et son amplitude est proportionnelle à l'amplitude du courant. Les vibrations mécaniques de la sonde peuvent aussi contribuer à ces oscillations. D'ailleurs, le



(a) Comportement 1 : diminution nette du champ

(b) Comportement 2 : valeur moyenne stable dans le temps

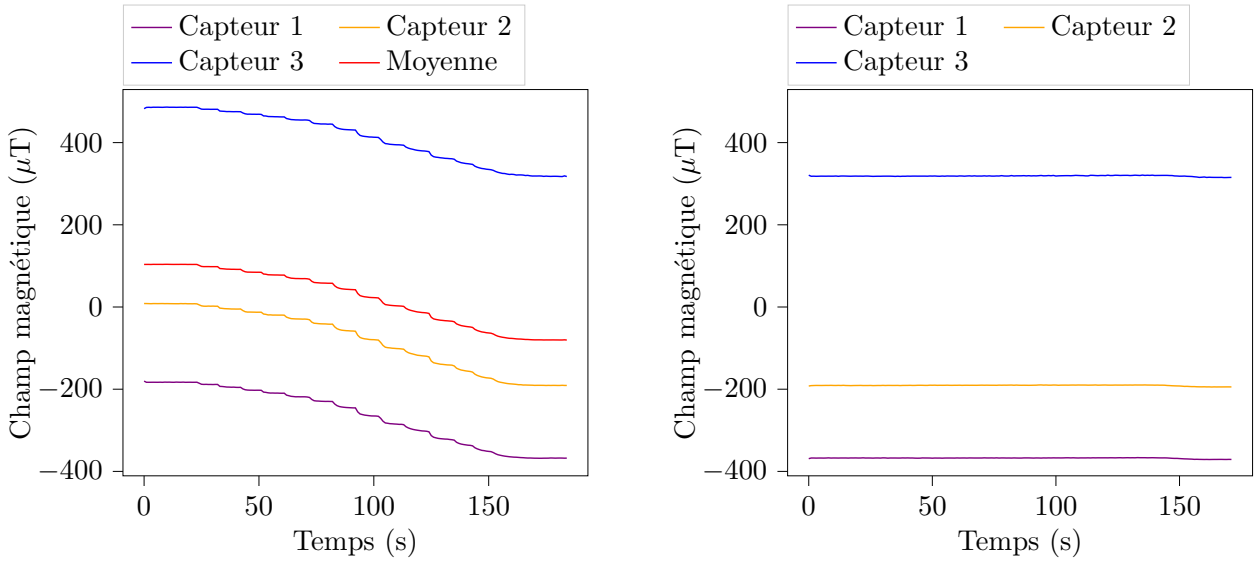
FIGURE 3.4 Champ magnétique mesuré par la sonde sur un câble ACSR en présence de courant dans la ligne. Ce courant est augmenté graduellement de 0 à 800 A par incréments de 50 A, ce qui explique l'augmentation de l'amplitude du signal mesuré.

capteur du dipôle 2 est celui qui se trouve à l'opposé de l'ouverture dans la sonde (voir figure 2.5), ce qui réduit l'amplitude de ses vibrations mécaniques. Cela peut expliquer la plus faible amplitude des variations de signal pour ce capteur. Au contraire, l'ouverture adjacente aux dipôles 1 et 3 permet une plus grande amplitude de vibration mécanique.

L'augmentation de l'amplitude des oscillations lors d'une augmentation du courant peut facilement être retirée en post-traitement à l'aide d'un filtre passe-bas sur les données qui retire l'excitation à 60 Hz. Un exemple de signal filtré est présenté à la figure 3.5.

La différence entre les deux comportements de mesure est reliée à la valeur moyenne du signal sur un cycle (composante continue du signal). Dans le premier scénario, cette moyenne temporelle change avec l'amplitude du courant appliqué sur la ligne. Dans le second scénario, elle reste constante. La figure 3.5 montre bien que dans le deuxième scénario, le seul effet du courant est une oscillation à 60 Hz. Une fois celle-ci retirée par un filtre, le signal est indépendant du courant. Au contraire, dans le premier scénario, la valeur moyenne du champ mesuré diminue graduellement quand le courant augmente, puis elle demeure à sa valeur finale lorsque le courant est retiré à la fin.

Les composantes continues et alternatives du signal mesuré ont été séparées pour quantifier



(a) Comportement 1.

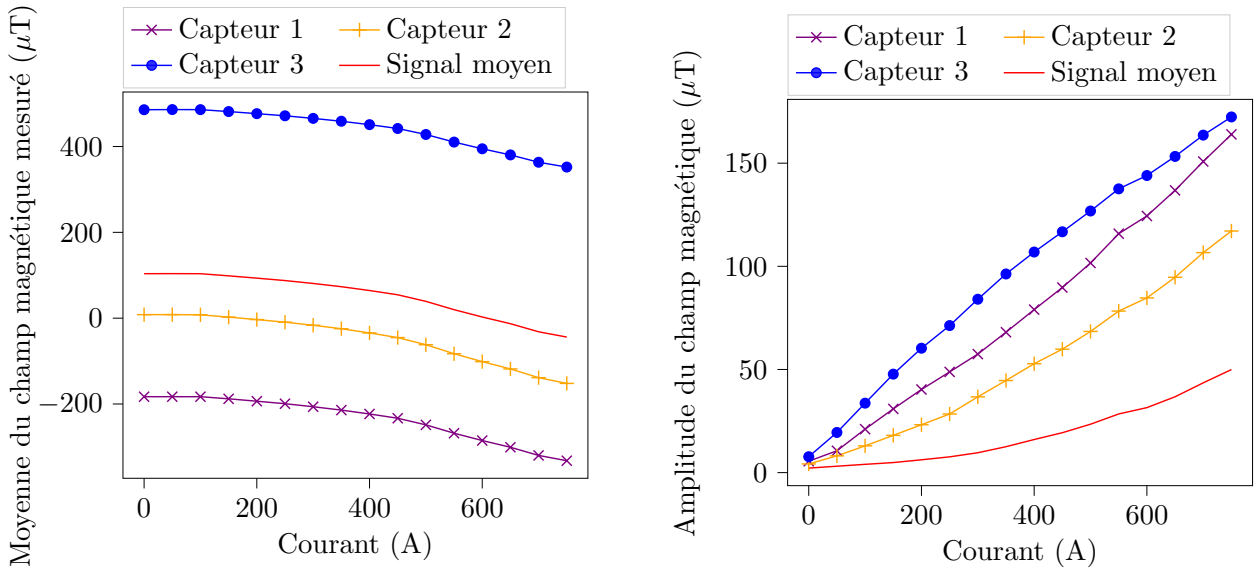
(b) Comportement 2.

FIGURE 3.5 Effet d'un filtre passe bas sur les mesures de champ magnétique en présence de courant dans la ligne. Ces signaux filtrés mettent en évidence la différence entre les deux comportements identifiés.

l'effet du courant dans la ligne. La figure 3.6a montre l'effet de l'amplitude du courant dans la ligne sur la valeur moyenne du champ magnétique mesuré (composante continue). Cette variation de signal est de l'ordre de 10 μT par tranche de 100 A transporté par le conducteur. C'est principalement ce comportement lié au courant du conducteur qui doit être mieux compris puisqu'il ne peut pas être retiré par l'application d'un filtre numérique sur le signal. Une variation de l'intensité du courant pourrait donc être interprétée par erreur comme une variation de la section d'acier de l'échantillon.

La figure 3.6b montre comment l'amplitude de la variation de champ magnétique à 60 Hz (composante alternative) varie selon l'amplitude du courant appliqué dans la ligne. Si les signaux bruts des trois capteurs sont moyennés ensemble (courbe rouge), l'amplitude des oscillations est plus faible que sur chaque capteur pris seul. L'effet des perturbations sur les différents capteurs s'annule donc partiellement. En effet, les oscillations ne sont pas parfaitement en phase sur les trois capteurs, ce qui résulte en une diminution de l'amplitude des oscillations en moyennant les trois signaux. La figure 3.7 montre un agrandissement des signaux sur quelques cycles. Les capteurs 1 et 3 ont presque la même amplitude d'oscillation, mais sont déphasés d'environ un demi cycle.

Enfin, lorsque le courant était directement injecté dans une tige d'acier plutôt que dans un



(a) Composante continue.

(b) Composante alternative.

FIGURE 3.6 Composantes continue et alternative des signaux de champ magnétique mesurés par la sonde sur un câble ACSR en fonction du courant transporté par ce câble.

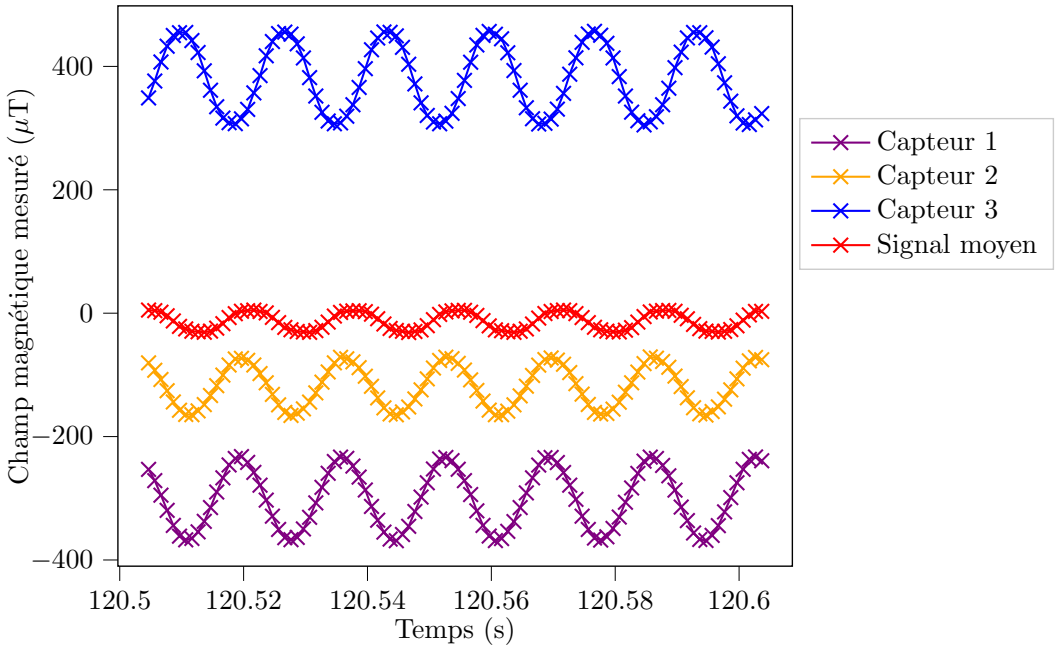


FIGURE 3.7 Agrandissement de la composante alternative du signal de champ magnétique mesuré sur un câble ACSR traversé par un courant de 600 A.

câble ACSR, le comportement était différent des deux scénarios observés pour les câbles ACSR (voir la figure 3.4 pour rappel). Ce cas est présenté à la figure 3.8. Pour la composante alternative du champ mesuré, il se passe la même chose que pour les câbles ACSR, c'est-à-dire que l'amplitude d'oscillation du champ magnétique suit l'amplitude du courant circulant dans l'échantillon. De plus, l'amplitude des oscillations est encore réduite en observant le signal moyen des trois capteurs. Cependant, la valeur moyenne du champ (composante continue du signal) varie avec une augmentation du courant, puis revient à son état initial lors de la diminution du courant. Pendant l'augmentation de courant, l'effet est donc similaire au premier scénario observé dans les câbles ACSR, mais l'effet est réversible lorsque le courant est appliqué dans l'acier, ce qui n'était pas le cas avec les câbles ACSR. Une différence à souligner est que pour les câbles ACSR, le courant circule principalement dans l'aluminium, et non dans l'acier. Lors du test sur la tige d'acier uniquement, le courant était alors entièrement dans l'acier.

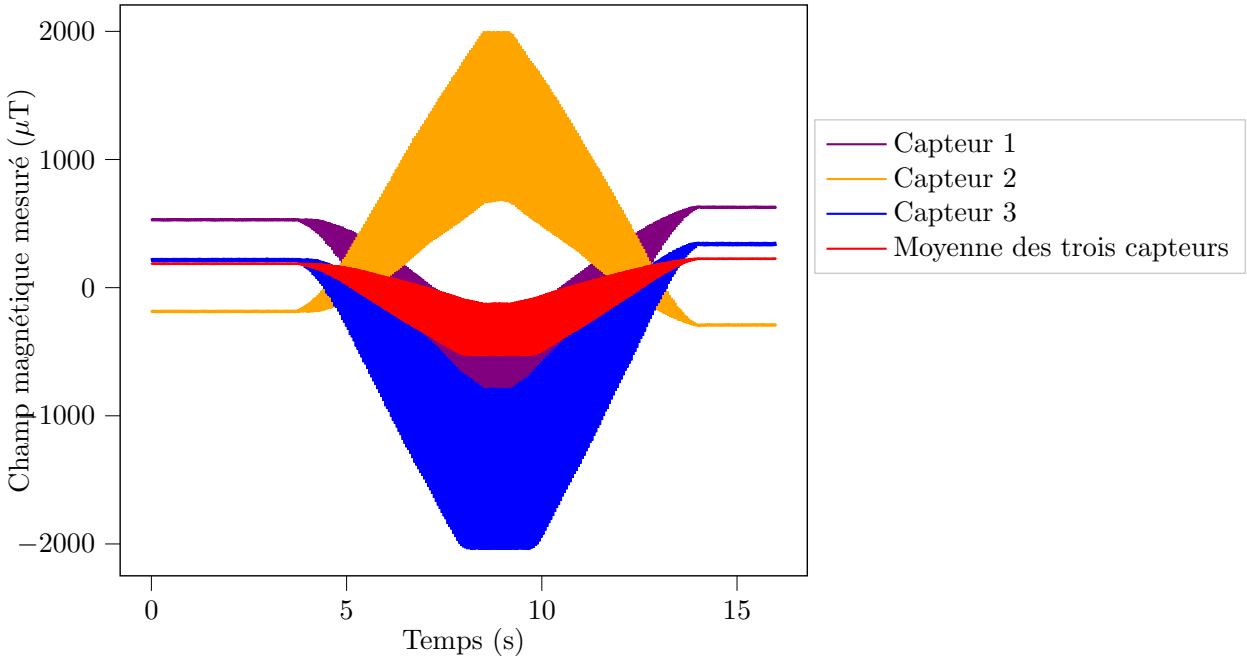


FIGURE 3.8 Champ magnétique mesuré par la sonde sur une tige d'acier lorsqu'un courant alternatif circule dans cette tige. Le courant est graduellement augmenté entre 4 et 8 secondes, puis diminué au même rythme entre 10 et 14 secondes.

3.3.2 Champ magnétique terrestre

Le champ magnétique terrestre est un champ vectoriel. Sa valeur change selon la position géographique et évolue dans le temps. À Montréal, il est d'une amplitude d'environ 53 μT. Les trois composantes du champ magnétique terrestre à Montréal sont données à titre d'exemple au tableau 3.1. Un déplacement ou un changement d'orientation d'un capteur de champ magnétique mesurant selon un axe change donc sa lecture.

Dans le cas de la sonde magnétique, les capteurs seront toujours orientés de manière parallèle au câble inspecté. En se déplaçant sur le câble, l'orientation de la sonde dans l'espace va donc varier en suivant la flèche du câble. Un câble suspendu par ses deux extrémités peut être modélisé par l'équation d'une chainette :

$$y(x) = a\cosh(x/a) = \frac{a}{2}\left(e^{x/a} + e^{-x/a}\right), \tag{3.2}$$

où y est la position verticale, x est la position horizontale et a un facteur d'échelle. Une valeur réaliste pour le facteur d'échelle est de 400 m, correspondant à une variation de 50 m de hauteur entre l'extrémité et le centre d'une portée de 400 m de longueur. Ces dimensions représentent une courbure assez importante du câble, permettant d'évaluer un cas avec de fortes variations d'angle. Cette équation est tracée à la figure 3.9.

L'angle θ du câble par rapport à l'horizontale est lié à la dérivée $y'(x)$ par :

$$\theta(x) = \arctan(y'(x)) = \arctan(\frac{e^{x/a} - e^{-x/a}}{2}). \tag{3.3}$$

Ainsi, l'inclinaison de la sonde passerait de -27° (pour $x = -200$ m) à 27° (pour $x = 200$ m)

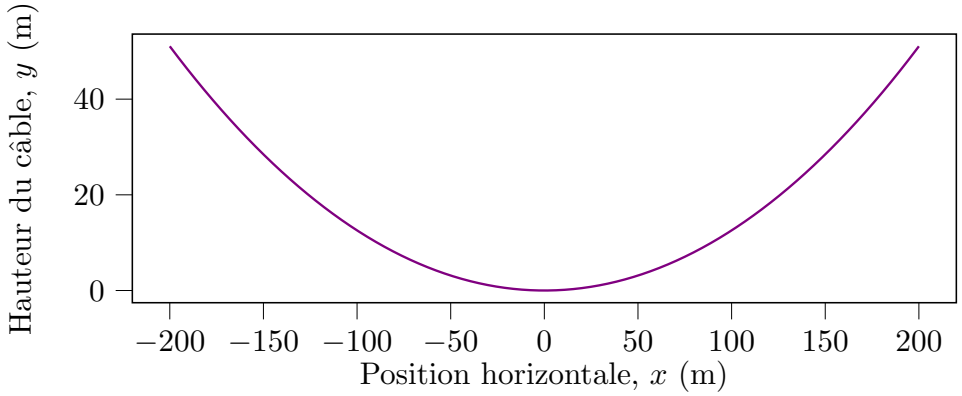


FIGURE 3.9 Forme d'une caténaire pour a=400 m, utilisée pour modéliser une ligne électrique de 400 m de long dont le centre se trouve 50 m plus près du sol que ses points d'attache.

Tableau 3.1 Composantes du champ magnétique terrestre à Montréal en septembre 2025 et leurs taux de variation annuel [20].

		Nord	Ouest	Verticale (bas)
Valeur	(nT)	18 276.9	4448.5	49 654.6
Variation annuelle	(nT/an)	+55.1	-14.7	-123.3

d'une extrémité à l'autre pour les dimensions de portée proposées. D'après les données du tableau 3.1, l'inclinaison du champ magnétique terrestre est d'environ 69° sous l'horizontale, soit $\theta_T = -69°$.

Le champ mesuré B_{mes} est donc

$$B_{mes} = B_T \cos(\alpha) \cos(\theta - \theta_T), \tag{3.4}$$

où B_T est l'amplitude du champ magnétique terrestre, α est la différence entre les orientations par rapport au nord du champ terrestre et de la ligne. Seule la variable θ varie quand la sonde se déplace le long d'une portée, car l'orientation de la sonde par rapport au nord reste constante sur une portée. La variation sera maximisée si la ligne est exactement dans la même direction nord-ouest que le champ terrestre, donnant $\alpha = 0$. Ainsi, le champ magnétique terrestre qui pourrait être mesuré sur une ligne électrique de 400 m de long avec 50 m de variation de hauteur serait de 40 μT à une extrémité et de -6 μT à l'autre. Il y a un certain point sur la ligne où la sonde est parfaitement perpendiculaire au champ terrestre, mesurant un champ nul. Le champ terrestre mesuré varie donc d'environ 45 μT le long d'une portée typique à cause du changement d'orientation de la sonde, ce qui représente 1.1% de la plage dynamique des capteurs utilisés. Cette variation s'effectue à un taux allant de 0.08 μT/m à 0.13 μT/m. Cela est beaucoup plus lent que la variation de signal causée par un brin brisé.

Si toutefois le champ terrestre se trouve à perturber les mesures, il serait envisageable de placer un capteur de champ supplémentaire sur la sonde pour détecter les perturbations du champ magnétique ambiant non liées à l'échantillon. Des zones de champ nul pouvant accueillir ces capteurs ont été identifiées par simulation. La figure 3.10 montre les zones de champ nul dans un plan YZ situé au centre de la sonde. L'interaction entre le champ magnétique terrestre et les composantes ferromagnétiques n'a cependant pas été étudié. Il se pourrait que la distorsion du champ terrestre par l'acier des échantillons et des dipôles de la sonde ne permettent pas une compensation par une mesure du champ ambiant.

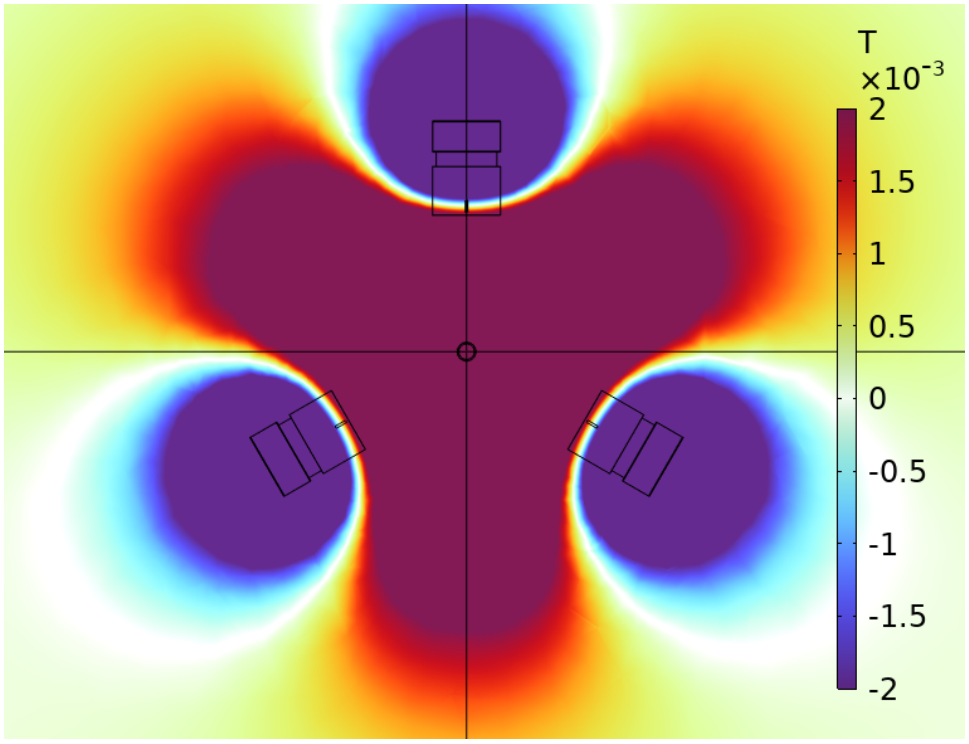


FIGURE 3.10 Zones de champ nul (en blanc) obtenues par simulation dans une vue depuis l'extrémité de la sonde.

3.4 Impact des paramètres de la sonde sur sa sensibilité

Le diamètre d'ouverture de la sonde et sa rigidité influencent la mesure du champ magnétique. La longueur des pôles de la sonde change également la valeur de champ mesurée, mais cet effet n'a pas été étudié dans cette phase initiale du projet, car un ajustement de la longueur des pôles demande un effort important pour être réalisé expérimentalement.

3.4.1 Rigidité du support ouvert

Le support de la sonde doit être ouvert sur une largeur suffisante pour s'insérer sur le câble à mesurer. La première version de support ouvert n'était pas assez rigide. La sonde se déformait facilement ce qui faisait varier la mesure de champ magnétique, surtout pour les deux capteurs situés de part et d'autre de l'ouverture. Les supports ont été renforcés pour limiter cet effet.

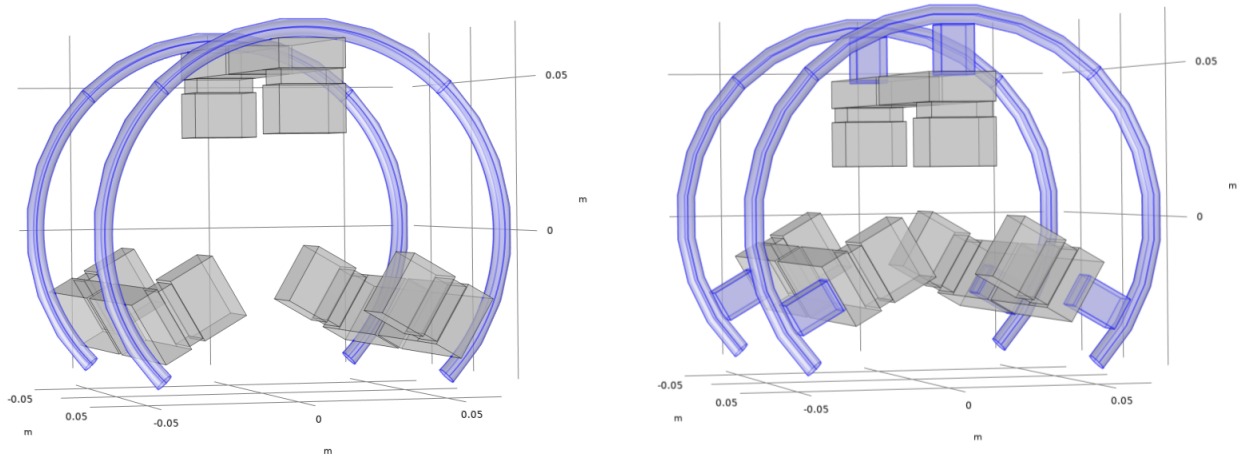
3.4.2 Diamètre d'ouverture

Une première version de la sonde visait à détecter des brins d'acier brisés sous les manchons de raccordement de gros conducteurs ACSR. Son diamètre d'ouverture devait donc être assez

grand pour avoir l'espace requis pour les brins d'aluminium et le manchon. Le diamètre d'un manchon est estimé être le double du diamètre des câbles sur lequel il est installé. Selon ce besoin, le diamètre initial de la sonde avait été établi à 90 mm. Cependant, plus les pôles sont éloignés de l'échantillon, moins la sonde est sensible. Afin de mesurer des câbles de garde avec une sensibilité maximale, le diamètre d'ouverture pourrait être réduit. En effet, les câbles de garde sont généralement de plus faible diamètre que les conducteurs ACSR, puisque les brins d'acier ne sont pas recouverts par des brins d'aluminium. Les câbles de garde sont aussi raccordés à l'aide de manchons, mais ceux-ci sont plus petits, car le diamètre des câbles est également plus petit.

Ainsi, le projet actuel concerne une sonde d'un diamètre plus petit que la première version, soit 64 mm. De plus, des extensions de 15 mm de long peuvent être ajoutées à l'intérieur du cadre principal de la sonde afin de pouvoir fixer les trois pôles plus près du centre de la sonde. Ces extensions sont montrées à la figure 3.11. Deux diamètres d'ouverture, 64 mm et 34 mm, ont ainsi pu être comparés expérimentalement à l'aide de deux tests effectués sur chacune des dimensions de sonde.

Premièrement, la variation de signal causée par des déformations de la sonde a été mesurée. Pour ce faire, la sonde était écrasée puis étirée à partir des montants de plastique de part et d'autre de son ouverture. La variation de signal due à la déformation ainsi obtenu est de 100 μT pour la sonde large et de 50 μT pour la sonde étroite. Le test est très approximatif étant donné le manque de contrôle sur la force appliquée manuellement. Il était cependant



(a) (b)

FIGURE 3.11 Modèle simplifié du cadre (en bleu) et des dipôles (en gris) de la sonde pour les deux diamètres possibles : (a) 64 mm et (b) 34 mm.

évident qu'une même déformation du cadre causait beaucoup moins de variation de signal dans la configuration où les pôles sont plus près de l'échantillon.

Deuxièmement, la réponse de la sonde à différentes sections d'acier a été évaluée en passant dans la sonde un ensemble de tiges d'acier. Ces tiges, d'environ 0,5 cm de rayon et 90 cm de long, ont été machinées pour leur retirer entre 5 et 20% de leur section sur une longueur de 15 cm en leur centre. La figure 3.12 montre un schéma de ces échantillons. Les mesures réalisées sur ces tiges ont permis de comparer la forme des signaux, l'amplitude des variations de signal causées par ce type de défaut ainsi que le taux de variation du champ magnétique en fonction du rayon effectif de l'échantillon.

La figure 3.13 montre un exemple de la différence de forme des signaux selon le diamètre de la sonde. Lorsque les pôles sont plus éloignés de l'échantillon (sonde large), le champ mesuré semble moyenné spatialement. En rapprochant les pôles (sonde étroite), des pics apparaissent vis-à-vis les extrémités du défaut. L'amplitude du signal associé au défaut correspond à la hauteur de la bosse. Pour la sonde large, l'amplitude est d'environ 250 μT pour le défaut de 15%. Pour la sonde étroite, deux interprétations sont possibles : la valeur moyenne et la valeur pic à pic. La valeur moyenne est la différence entre la valeur du signal juste avant le début du pic vers le bas et la valeur médiane entre les pics de maximums et le creux qui les sépare. Elle est d'environ 500 μT pour l'exemple de la figure 3.13. La valeur pic à pic, quant à elle, va du minimum absolu au maximum absolu. Elle est donc d'environ 800 μT.

En outre, la figure 3.13 montre que les quatres passages, soit deux aller-retours, sont répartis selon deux tracés distincts, et ce, pour les deux diamètres. L'un des tracés correspond à un déplacement dans une direction (l'aller) et l'autre tracé correspond au déplacement dans l'autre direction (le retour). Il semble donc que la sonde soit sensible au sens de déplacement d'une tige en son centre. Cependant, les deux passages dans la même direction sont pratiquement superposés. Ce phénomène n'a, pour l'instant, pas été expliqué.

Pour obtenir une approximation du taux de variation du champ mesuré en fonction du rayon effectif de la tige, il faut comparer le champ mesuré pour les tiges intactes et celles avec des pertes de 5, 10, 15 et 20%. Les pourcentages de pertes ont été convertis en section, puis en rayon afin de calculer la pente d'une régression linéaire du champ selon le rayon. Ces taux de variations sont de 560 μT pour la sonde large et de 1130 μT pour la sonde étroite. Les droites de régression permettant d'obtenir ces valeurs à partir des points de mesures sont présentés à la figure 3.14.

Enfin, sachant que la plage dynamique des capteurs est de 4 mT (allant de -2 mT à 2 mT), les taux de variations permettent d'estimer la plage maximale de variation de rayon pouvant être mesurée sans saturer les capteurs. La sonde large permet de mesurer des rayons sur une plage

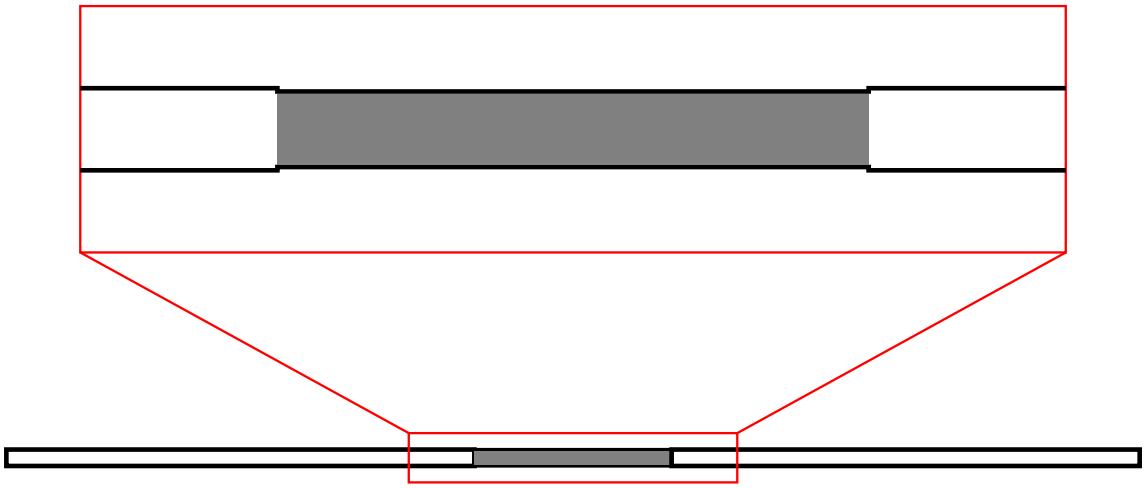


FIGURE 3.12 Schéma d'une tige échantillon à laquelle 15% de section a été retiré sur une longueur de 15 cm en son centre.

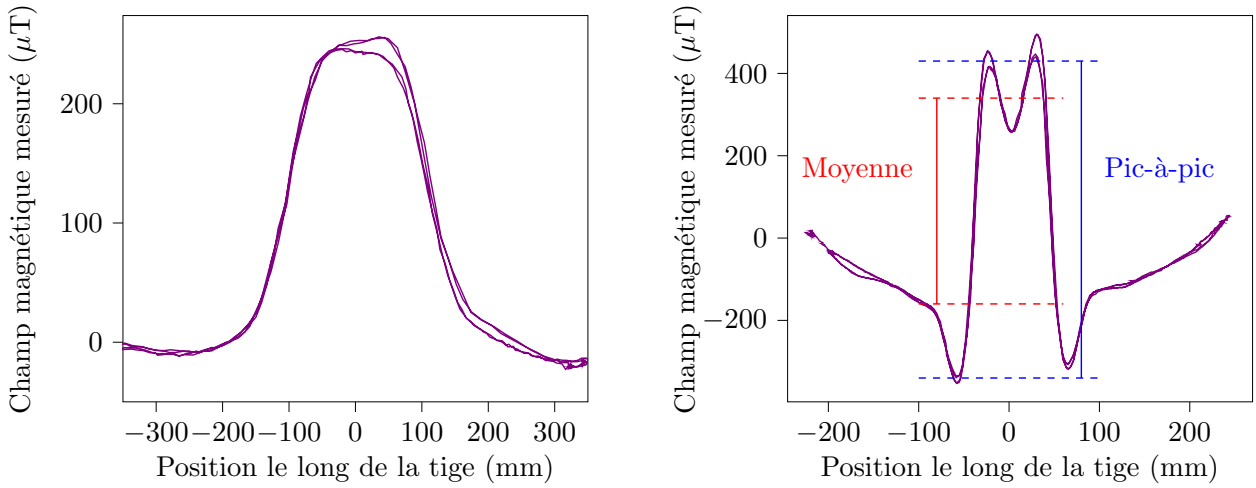


FIGURE 3.13 Comparaison des signaux mesurés par la sonde pour deux aller-retours complets sur une tige ayant 15% de section retirée en son centre sur une longueur de 15 cm par (a) la sonde large et (b) la sonde étroite.

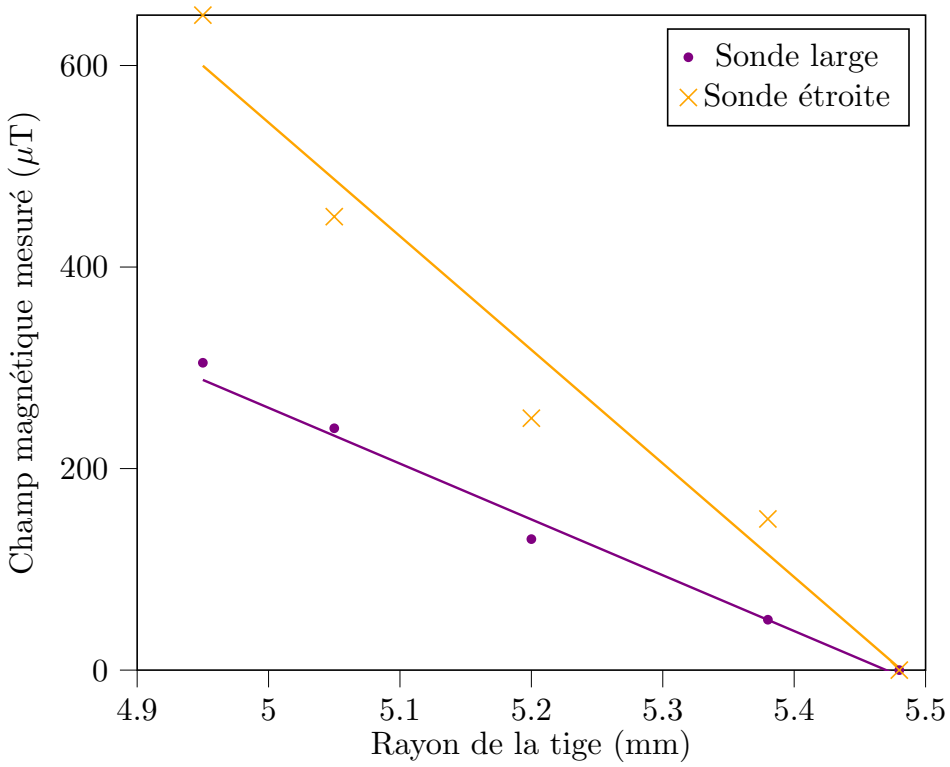


FIGURE 3.14 Régressions linéaires permettant d'estimer le taux de variation du champ mesuré en fonction du signal effectif pour les deux diamètres de sonde.

de 6,90 mm, alors que la sonde étroite permet de mesurer une variation de rayon maximale de 3,54 mm. Cela signifie que si la sonde est initialement ajustée pour être à une extrémité de sa plage dynamique pour l'échantillon sain, ces valeurs correspondent à la diminution maximale de rayon qui peut être mesurée avant de saturer les capteurs.

Le tableau 3.2 résume les observations liées à un changement de diamètre de la sonde. La sonde étroite a une meilleure sensibilité, c'est-à-dire qu'une variation donnée du rayon produit une plus grande variation du signal de la sonde. Cependant, cette sensibilité accrue vient avec une plage réduite sur les tailles d'échantillons pouvant être caractérisées sans réajustement du capteur. Le diamètre de la sonde devrait donc être optimisé pour avoir la plus grande sensibilité possible tout en permettant la mesure d'une plage de rayon d'échantillon suffisante.

Tableau 3.2 Comparaison des diamètres de sonde.

	Sonde large	Sonde étroite
Diamètre (mm)	64	34
Variation due à la déformation (μT)	100	50
Amplitude d'une perte de 5% (μT)	60	100 (250 pic à pic)
Amplitude d'une perte de 20% (μT)	350	700 (1100 pic à pic)
Taux de variation en fonction du rayon de l'échantillon (μT/mm)	560	1130
Variation maximale de rayon pouvant être quantifiée (mm)	6,90	3,54

3.5 Limitations du modèle COMSOL

Le modèle COMSOL de la sonde a également certaines limitations. Celui-ci pourrait donc être amélioré.

3.5.1 Précision de la solution dans la zone de champ nul

Une des valeurs d'intérêt dans le modèle est le champ magnétique à l'emplacement du capteur, c'est-à-dire dans les environs du point de champ nul. Puisque les capteurs ont une plage dynamique de ± 2 mT, les champs simulés dans cette zone doivent avoir une précision de l'ordre de la dizaine de μT. En effet, 40 μT représentent 1% de la plage dynamique.

Pour atteindre une précision suffisante, le maillage doit être très fin dans la zone du capteur. Cependant, le coût en temps de calcul devient rapidement élevé, car même s'il s'agit d'une simulation magnétostatique, elle est tout de même en trois dimensions.

3.5.2 Propriétés des matériaux

Matériaux ferromagnétiques

Les matériaux ferromagnétiques sont modélisés grâce à leur perméabilité relative. Cependant, ce modèle suppose que le comportement du matériau est linéaire. Cette approximation était valide dans la première version de la sonde, étant donné son grand diamètre. En cherchant à diminuer ce diamètre, l'approximation devient erronée, car l'acier des échantillons ne se trouve plus dans sa région linéaire (faibles champs appliqués). Pour avoir un modèle plus précis qui tient compte de la saturation magnétique, il faudrait modéliser les matériaux ferromagnétiques avec leur courbe $B(H)$.

De plus, le modèle ne tient compte d'aucune hystérésis. Pour en tenir compte, il faudrait

passer d'études en régime permanent à des études dépendantes du temps. De plus, il faudrait ajouter un modèle d'hystérésis dans la définition des matériaux. COMSOL offre l'option du modèle d'hystérésis de Jiles-Atherson, mais le laboratoire n'a pas d'expérience avec son utilisation et n'en connait pas la précision.

Aimants permanents

Les aimants permanents sont modélisés dans COMSOL à l'aide de leur champ rémanent, B_r, et de leur perméabilité de recul μ_{rec}. Des valeurs théoriques pour les aimants ont été utilisées. Une vérification expérimentale des paramètres des aimants pourrait donner un modèle plus fidèle à la réalité.

3.6 Priorisation des enjeux

Certaines actions rapides ont été mises en place dès l'identification de l'enjeu : améliorer la rigidité du support et tenir compte de l'aimantation des échantillons lors des tests. Autrement, les mesures effectuées n'étaient pas fiables. Pour améliorer la rigidité du support, un cadre plus épais a été fabriqué. Pour tenir compte de l'aimantation des échantillons lors des tests, un protocole a été mis en place : les échantillons sont d'abord aimantés par un premier aller-retour de la sonde avant chaque mesure.

Par la suite, afin de faire une interprétation juste des résultats, comprendre l'effet de la perméabilité magnétique des échantillons a été l'aspect jugé prioritaire. Il faut donc quantifier l'impact de la perméabilité sur la mesure de champ magnétique de la sonde et vérifier de combien la perméabilité magnétique peut varier dans les échantillons de câbles de garde et de conducteurs. En effet, la perméabilité de l'acier servant à la fabrication des câbles de garde et des conducteurs n'est pas bien connue. De plus, développer une méthode de mesure de la perméabilité permettra également de mesurer les propriétés des lamelles d'acier qui servent à fabriquer les pôles de la sonde. Toutes ces mesures permettront d'améliorer le modèle par éléments finis de la sonde en utilisant des valeurs validées expérimentalement dans les paramètres des matériaux de simulation plutôt que des approximations.

Les perturbations associées au champ propre du courant circulant dans la ligne ont été laissées de côté dans le cadre de cette maîtrise pour prioriser le développement d'une sonde adaptée aux câbles de garde. Si les mesures sont réalisées alors que la ligne est sous tension, il y aura un certain courant induit dans le câble de garde, mais de plus faible amplitude que les courants considérés dans les tests présentés en début de chapitre.

Enfin, le rayon d'ouverture de la sonde est seulement partiellement étudié. Les tests réalisés

sur la sonde sont répétés pour les deux diamètres de sonde possibles avec le support existant. Pour étudier plus de diamètres, des modifications au support seraient requises, au prix d'un certain effort de fabrication. Dans le cadre de ce mémoire, seuls les deux diamètres déjà introduits dans ce chapitre, soit 34 mm et 64 mm, sont donc considérés.

CHAPITRE 4 CARACTÉRISATION DES PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES D'ACIERS

Il est assez rare que les propriétés magnétiques, notamment la perméabilité, soient des paramètres spécifiés dans les fiches techniques de câbles ou tiges d'acier. Ce n'est généralement pas le cas pour les câbles de gardes en particulier. Pour connaitre les propriétés magnétiques d'échantillons, il faut donc les mesurer. Connaitre ces propriétés avec précision servira deux buts dans ce projet. D'abord, cela permettra d'avoir des échantillons d'étalonnage aux propriétés connues pour étudier l'impact de ces propriétés sur la réponse de la sonde magnétique. De plus, cela permettra d'améliorer les simulations COMSOL en utilisant les réelles propriétés des matériaux plutôt que des estimations.

4.1 Perméabilité magnétique

4.1.1 Définitions de la perméabilité

La perméabilité magnétique, μ est la propriété d'un matériau qui permet de relier le champ magnétique H, exprimé en A/m, et la densité de flux magnétique B, exprimée en T, d'après l'équation (4.1). Elle est souvent exprimée sous forme d'un produit entre la perméabilité du vide, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, et une perméabilité relative μ_r :

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H. \tag{4.1}$$

La perméabilité peut donc être définie comme le ratio entre les champs B et H. Cette définition est satisfaisante pour des matériaux diamagnétiques et paramagnétiques ou pour des ferromagnétiques soumis à de très faibles champs, qui demeurent alors dans un régime assez linéaire. Cependant, elle est moins utile pour les matériaux ferromagnétiques de manière générale, puisque leur relation $B(H)$ est non-linéaire. La forme typique d'une courbe $B(H)$ pour un matériau ferromagnétique est présentée à la figure 4.1. La courbe pour des champs croissants est distincte de la courbe pour des champs décroissants à cause de l'hystérésis magnétique : en plus d'être non-linéaire, la relation entre les champs B et H dépend des valeurs passées d'aimantation.

Ainsi, les valeurs du ratio B/H pour les matériaux ferromagnétiques varient selon le champ appliqué. Elles peuvent aller de 0, quand B est nul, à l'infini, quand le champ H est nul, mais qu'il existe un champ B rémanent non nul. Il est donc judicieux de définir la perméabilité

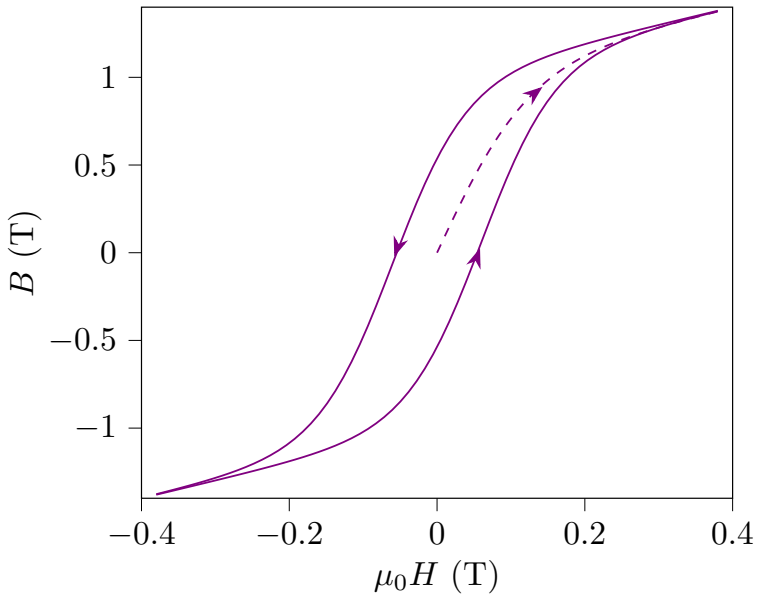


FIGURE 4.1 Exemple de courbe $B(H)$, ou courbe d'hystérésis, pour un matériau ferromagnétique typique. Le trait pointillé indique la courbe de première aimantation.

différentielle comme le ratio entre des variations infinitésimales des champs B et H [21] :

$$\mu = \frac{dB}{dH}. \tag{4.2}$$

Il s'agit donc de la pente de la courbe $B(H)$. La valeur de la perméabilité différentielle dépend aussi du champ H, mais elle représente mieux les caractéristiques des matériaux [21]. Au-delà du champ H qui sature l'échantillon, la perméabilité différentielle relative prend une valeur de 1. Pour le reste de ce mémoire, le terme « perméabilité » fera référence à cette perméabilité différentielle.

Pour comparer différents matériaux, certaines perméabilités caractéristiques sont généralement choisies. Les plus courantes sont la perméabilité initiale, qui correspond à la pente de la courbe $B(H)$ quand le matériau est initialement dans un état désaimanté, et la perméabilité maximale, qui est la valeur maximale de pente sur la courbe $B(H)$ [21].

Dans certains contextes, il est plus intuitif de travailler avec la susceptibilité magnétique χ plutôt qu'avec la perméabilité. La susceptibilité magnétique est la grandeur qui relie l'aimantation M au champ magnétique H :

$$M = \chi H. \tag{4.3}$$

La densité de flux magnétique B peut être calculée en additionnant le champ magnétique H et l'aimantation M :

$$B = \mu_0(H + M) = \mu_0(H + \chi H). \tag{4.4}$$

En comparant cette expression avec l'équation 4.1, il devient clair que la susceptibilité et la perméabilité sont très étroitement liées :

$$\mu_r = 1 + \chi. \tag{4.5}$$

La susceptibilité est donc l'équivalent de la perméabilité pour l'analyse d'une courbe $M(H)$ plutôt que d'une courbe $B(H)$.

4.1.2 Perméabilité de l'acier

La perméabilité dépend tout d'abord du matériau. L'acier pouvant être composé de plusieurs alliages différents, il faut considérer qu'il s'agit d'une famille de matériau plutôt que d'un matériau unique. En effet, les propriétés diffèrent entre de l'acier au carbone, de l'acier au silicium et de l'acier inoxydable par exemple. En plus de la nature des atomes ajoutés au fer, la concentration de ces atomes influence la perméabilité [22]. Par exemple, un acier au carbone contenant plus de carbone aura une plus faible perméabilité [22].

En plus de la composition, le traitement thermique subi par l'acier peut modifier sa perméabilité. En effet, des traitements comme un recuit permettent de modifier la forme de la courbe $B(H)$ des aciers. Les paramètres de recuit déterminent les propriétés de l'acier obtenu [23].

D'autres facteurs pouvant modifier la perméabilité sont la taille de grains au niveau microscopique, la structure cristallographique et les contraintes mécaniques [22, 24]. Ce dernier facteur est d'ailleurs exploité pour mesurer la tension dans des câbles d'acier grâce à des capteurs de contraintes magnétoélastiques [22].

4.1.3 Méthodes de mesure de la perméabilité dans la littérature

Une première méthode pour mesurer les propriétés magnétiques d'un échantillon est de mesurer sa courbe d'aimantation. Pour ce faire, il faut réaliser des mesures de l'aimantation M de l'échantillon en fonction du champ magnétique H. Les magnétomètres permettent de réaliser ce type de mesure. Différentes perméabilités, selon la définition souhaitée, peuvent ensuite être extraites des courbes obtenues.

Avant d'être utilisées pour calculer une perméabilité, les mesures réalisées par magnétomètre doivent cependant être corrigées pour tenir compte du champ de désaimantation présent dans un échantillon de taille finie. En effet, la courbe d'aimantation intrinsèque d'un matériau se veut indépendante de la forme de l'échantillon. Or, un champ de désaimantation $\mathbf{H_d}$, dépendant de la forme de l'échantillon, se superpose toujours au champ externe appliqué. Localement, le champ magnétique est donc constitué de la somme du champ externe $\mathbf{H_{ext}}$ et du champ de désaimantation.

Pour un champ appliqué selon l'axe d'un cylindre long, le champ de désaimantation est à peu près constant et orienté parallèlement à l'axe du cylindre. Il peut s'écrire sous la forme $H_d = -NM$, ou N est le facteur de désaimantation. Dans un long cylindre, loin des extrémités, N peut être approximé comme une constante [25]. Le champ interne H_{int} dans l'axe du cylindre devient donc :

$$H_{int} = H_{ext} - NM. \tag{4.6}$$

C'est en fonction de ce champ interne que les courbes d'aimantation intrinsèques doivent être exprimées.

Une autre approche pour mesurer la perméabilité d'un échantillon est de mesurer l'impédance d'une bobine contenant cet échantillon. L'inductance L d'une bobine contenant un noyau ferromagnétique dépend en effet de la perméabilité μ de ce noyau. Des mesures d'inductance et des simulations par éléments finis ont déjà été utilisées pour calculer la perméabilité relative de tiges [26]. D'autres travaux ont aussi utilisé des mesures différentielles sur une paire de bobines afin de retrouver avec un modèle par éléments finis la perméabilité, la conductivité et le diamètre de tiges d'acier [27].

À noter que Bertotti apporte une distinction entre la susceptibilité différentielle, qui correspond à la pente de la courbe $M(H)$, et la susceptibilité réversible, qui est obtenue en appliquant une faible variation de champ autour d'un point [28]. La mesure par inductance suit cette seconde définition, alors que la perméabilité extraite d'une courbe $M(H)$ mesurée au VSM suivrait la première définition de perméabilité.

4.2 Mesure de courbes M(H) avec un VSM

Le laboratoire de supraconductivité et magnétisme de Polytechnique Montréal dispose d'un magnétomètre à échantillon vibrant (VSM) à fort champ. Il a été développé sur place avec un électroaimant à bobines supraconductrices afin de pouvoir faire des mesures d'aimantation à fort champ (±4 T). Ce VSM a d'abord été développé comme un magnétomètre à bobine

vibrante [29], puis il a été adapté pour pouvoir fonctionner également avec l'échantillon en vibration [30].

La figure 4.2 montre un schéma de l'appareil en mode VSM. L'échantillon est glissé dans l'électroaimant supraconducteur, entre deux bobines de mesure. Le porte-échantillon est attaché sur une tige fixée à un moteur pour générer une oscillation verticale de l'échantillon à une fréquence de 7 Hz. L'oscillation de l'échantillon aimanté par le champ généré par l'électroaimant induit une tension aux bornes des bobines. La mesure de cette tension permet de déterminer le moment magnétique de l'échantillon.

Des mesures ont été réalisées avec le VSM. L'échantillon utilisé est un morceau d'un brin central d'un câble de garde d'une longueur de 8,6 mm et d'un diamètre de 4,25 mm. Les données d'aimantation en fonction du champ externe appliqué sont présentées à la figure 4.3.

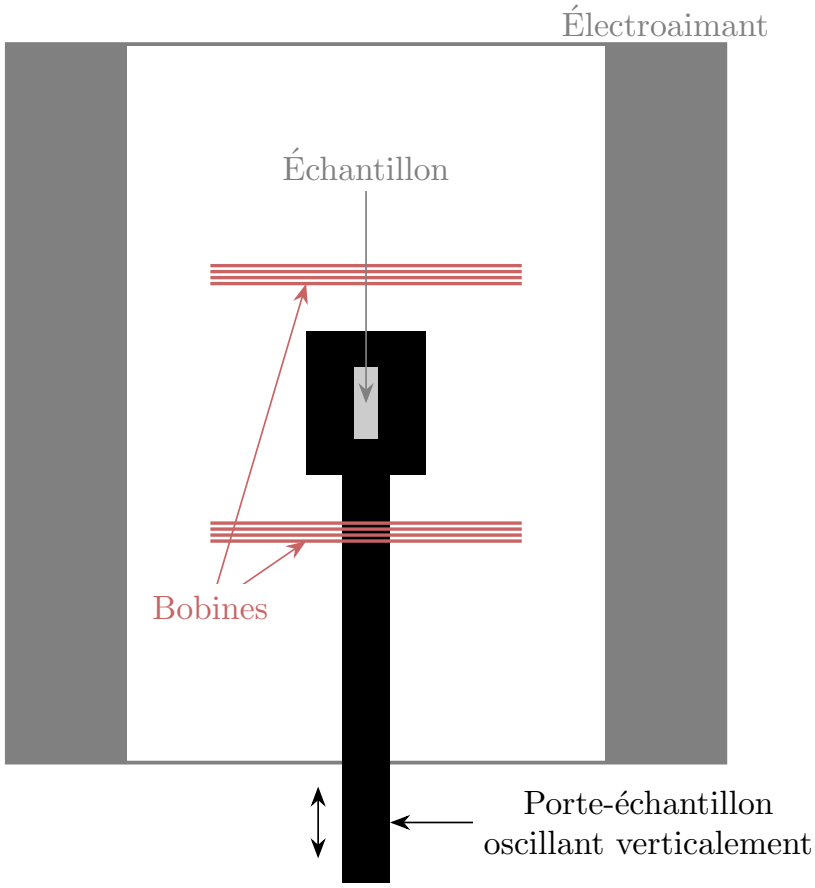


FIGURE 4.2 Schéma du montage de VSM géant du laboratoire de supraconductivité et magnétisme.

Chacun des axes est multiplié par la constante μ_0 afin d'exprimer les valeurs en T plutôt qu'en A/m et travailler avec des valeurs de l'ordre de l'unité. Les points pour des champs appliqués entre $-0,03$ et $0,03$ T ont été retirés des analyses. Dans cette plage, les aimantations sont inférieures à 0,3 T, ce qui correspond à des moments magnétiques inférieurs à 0,03 Am^2. Cette valeur correspond au seuil de détection de l'appareil [30].

Une première approche pour exprimer les courbes en fonction du champ interne plutôt que du champ appliqué est de simplement recalculer les valeurs de H par l'équation 4.6. Pour les dimensions de l'échantillon, le facteur de désaimantation devrait être de 0,14 pour une susceptibilité magnétique de l'ordre de 100 [25]. Cette courbe corrigée est présentée à la figure 4.4. Cependant, cette correction est inexacte. Certaines valeurs de H sur la courbe de première aimantation sont négatives. La pente à l'origine est alors également négative, alors qu'elle devrait représenter la susceptibilité initiale qui doit prendre une valeur positive. Ce problème à utiliser un facteur de désaimantation constant pour corriger le champ H avait déjà été observé pour des échantillons d'acier anhystérétique à haute perméabilité initiale [30]. En réalité, il faudrait plutôt considérer un facteur de désaimantation qui varie spatialement

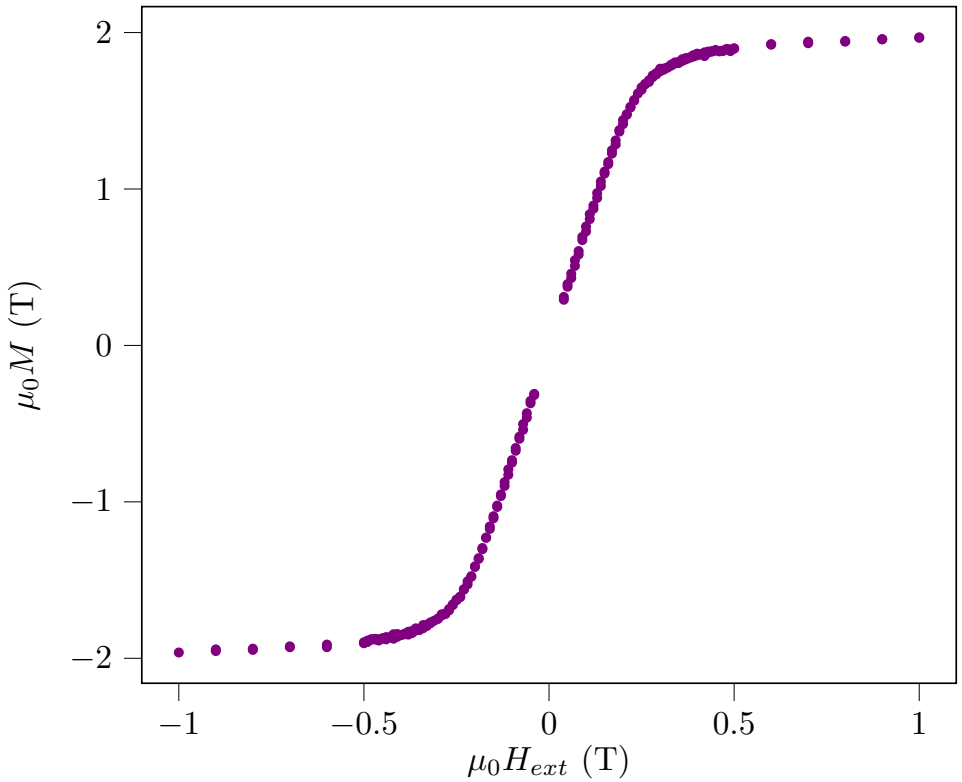


FIGURE 4.3 Données brutes d'aimantation en fonction du champ externe appliqué dans le VSM. Les points correspondant à $|\mu_0 M| < 0,03$ T ont été retirés, car ils sont inférieurs au seuil de détection de l'appareil.

et avec le champ magnétique interne dans l'échantillon, alors un facteur de désaimantation constant ne fournit pas une bonne approximation [30].

Une deuxième méthode de correction de la courbe a été développée lors d'anciens projets du laboratoire [30]. Plutôt que de corriger le champ H avec un facteur de désaimantation constant qui représente un effet moyen sur l'ensemble de l'échantillon, l'effet du champ de désaimantation est simulée dans un modèle par éléments finis dans le logiciel COMSOL. La courbe d'aimantation intrinsèque $M(H_{int})$ du matériau est alors modélisée par l'équation suivante :

$$\mu_0 M(H_{int}) = J_s \frac{H_a + 1 - \sqrt{(H_a+1)^2 - 4H_a(1-a)}}{2(1-a)}, \text{ avec } H_a = \mu_0 H_{int} \frac{\mu_r - 1}{J_s}. \tag{4.7}$$

Cette courbe est définie par trois paramètres constants : la perméabilité initiale μ_r, l'aimantation à saturation $J_s = \mu_0 M_s$ (en Tesla), et un paramètre de courbure a. Utiliser un paramètre d'aimantation à saturation en T (J_S) plutôt qu'en A/m (M_s) permet de faire ressortir plus directement les expressions $\mu_0 H$ comme variable dépendante et $\mu_0 M$ comme variable indépendante, tel que présenté dans les figures de cette section.

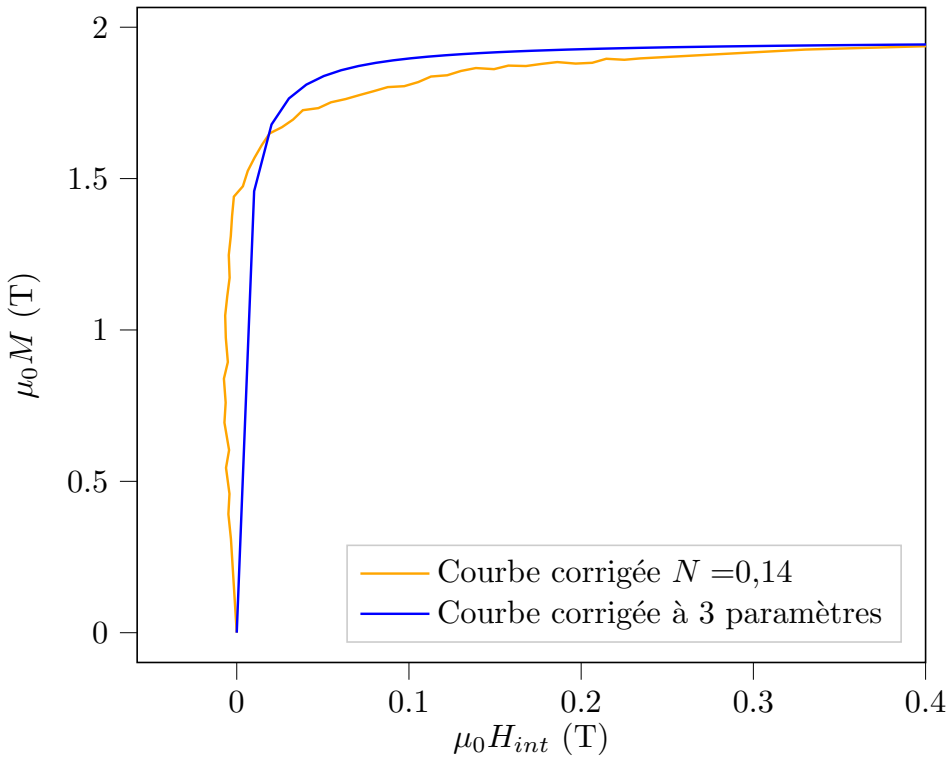


FIGURE 4.4 Courbes d'aimantation intrinsèques obtenues par deux approches différentes.

Le modèle COMSOL est constitué de l'échantillon mesuré compris dans un volume d'air dans lequel un champ H_{ext} uniforme est appliqué. Pour chaque valeur de champ H_{ext} à laquelle une mesure a été réalisée, une simulation est effectuée afin d'obtenir l'aimantation moyenne de l'échantillon et ainsi obtenir une courbe $M(H_{ext})$ simulée. Dans un premier temps, la simulation est réalisée en utilisant des paramètres estimés pour définir la courbe $M(H_{int})$ de l'échantillon d'après l'équation 4.7. Ensuite, des simulations sont réalisées en boucle dans un algorithme de minimisation d'erreur dans MATLAB pour trouver le triplet de paramètres (μ_r, J_s, a) qui reproduit le plus fidèlement possible la courbe $M(H_{ext})$ mesurée expérimentalement. L'erreur considérée est la sommation du carré de l'écart entre la valeur simulée et la valeur mesurée pour chaque point, i.e.

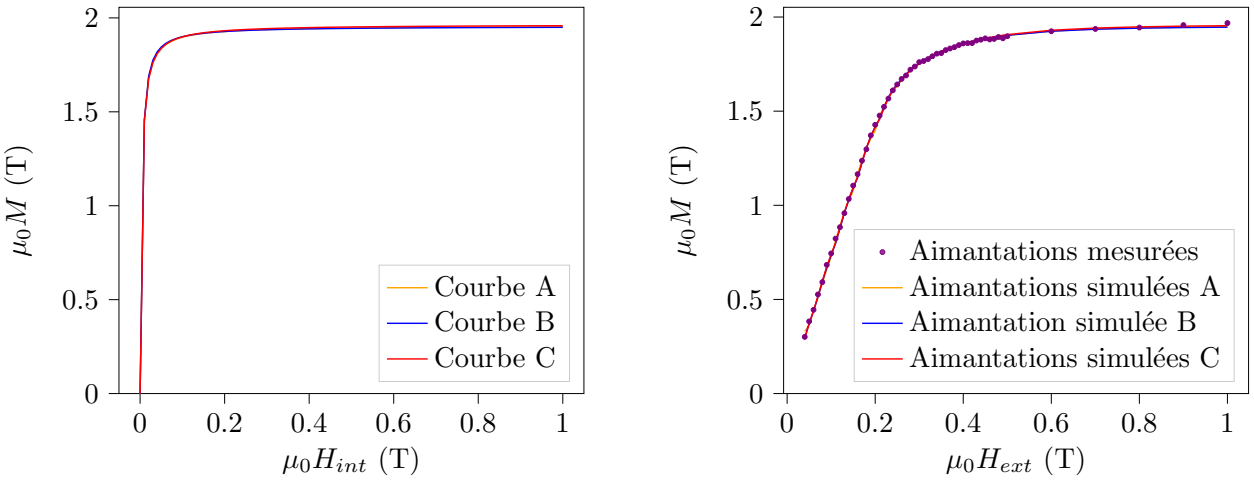
$$err = \sum (M_{simulation} - M_{mesure})^2. \tag{4.8}$$

La courbe optimale obtenue a été comparée à la courbe obtenue en corrigeant seulement avec le facteur de désaimantation $N = 0,14$ à la figure 4.4. Les paramètres de la courbe optimale sont $\mu_r = 479,1325$, $J_s = 1,9588$ T et $a = 0,7927$.

Cette méthode donne une courbe plausible, puisqu'elle assure des valeurs de susceptibilité positives. Cependant, plusieurs triplets de paramètres peuvent retourner des erreurs du même ordre de grandeur que l'erreur minimale. Pour illustrer cela, trois courbes ont été comparées à la figure 4.5 : la courbe d'erreur minimale et deux courbes sélectionnées parmi les itérations de l'algorithme de minimisation d'erreur une fois que l'erreur descend sous le seuil de 1,25 fois l'erreur minimale. Les deux courbes sélectionnées sont celles dont le paramètre μ_r est le plus élevé et le plus faible dans l'intervalle d'erreur considéré. Les paramètres des trois courbes sont donnés au tableau 4.1. Bien que les valeurs de chaque paramètre puissent individuellement varier de jusqu'à 30%, les courbes intrinsèques obtenues d'après l'équation 4.7 et les aimantations simulées sont presque identiques.

Une différence entre les trois courbes intrinsèques est observable à très faible champ (voir figure 4.6). Or, il n'y avait pas de points expérimentaux dans cette plage pour le calcul d'erreur entre la simulation et les données expérimentales. Il est donc normal de constater un plus grand écart dans cette zone.

Un deuxième échantillon du câble a été découpé et son aimantation a été mesurée au VSM. Sa longueur est plus courte que le premier échantillon, soit 7,2 mm plutôt que 8,6 mm. Le but était de déterminer si la courbe trouvée est bien une courbe intrinsèque propre au matériau sans influence des dimensions de l'échantillon. Or, pour ce deuxième échantillon, les paramètres de la courbe sont $\mu_r = 142$, $J_s = 1,95$ T et $a = 0,32$. La figure 4.7 permet



(a) (b)

FIGURE 4.5 Comparaison des courbes intrinsèques et des aimantations simulées pour trois triplets de paramètres.

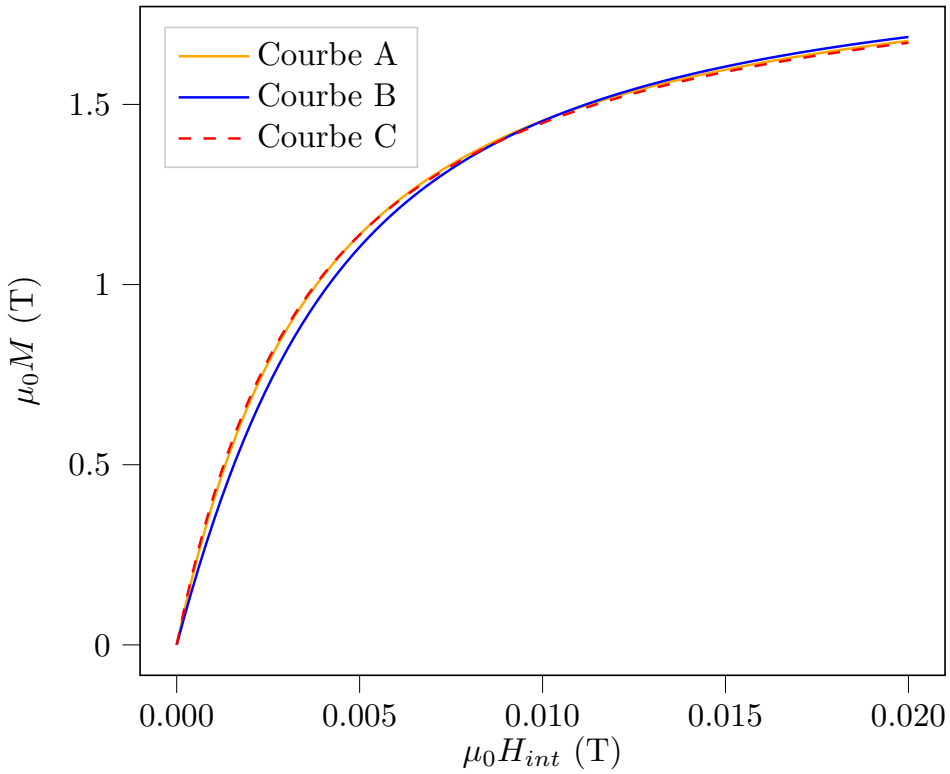


FIGURE 4.6 Comparaison de courbes intrinsèques pour trois triplets de paramètres – agrandissement de la figure 4.5a.

Tableau 4.1 Paramètres de trois courbes $M(H)$ obtenues par minimisation de l'écart entre les aimantations mesurées au VSM et simulées dans COMSOL.

	μ_r	J_s (T)	a	err
Courbe A	479,1325	1,9588	0,7927	0,0021
Courbe B	382,118	1,9555	0,5594	0,0026
Courbe C	508,56	1,96533	0,8933	0,0024

d'observer que cette courbe est distincte de celle obtenue pour le premier échantillon. Cette méthode n'est donc pas pleinement satisfaisante pour retrouver les courbes intrinsèques des échantillons. Une hypothèse pour expliquer cela est que le champ de désaimantation est très élevé pour de courtes tiges cylindriques. Le champ à l'extérieur de l'échantillon, là où les bobines du VSM en perçoivent les fluctuations, est alors très peu affecté par les propriétés de l'échantillon.

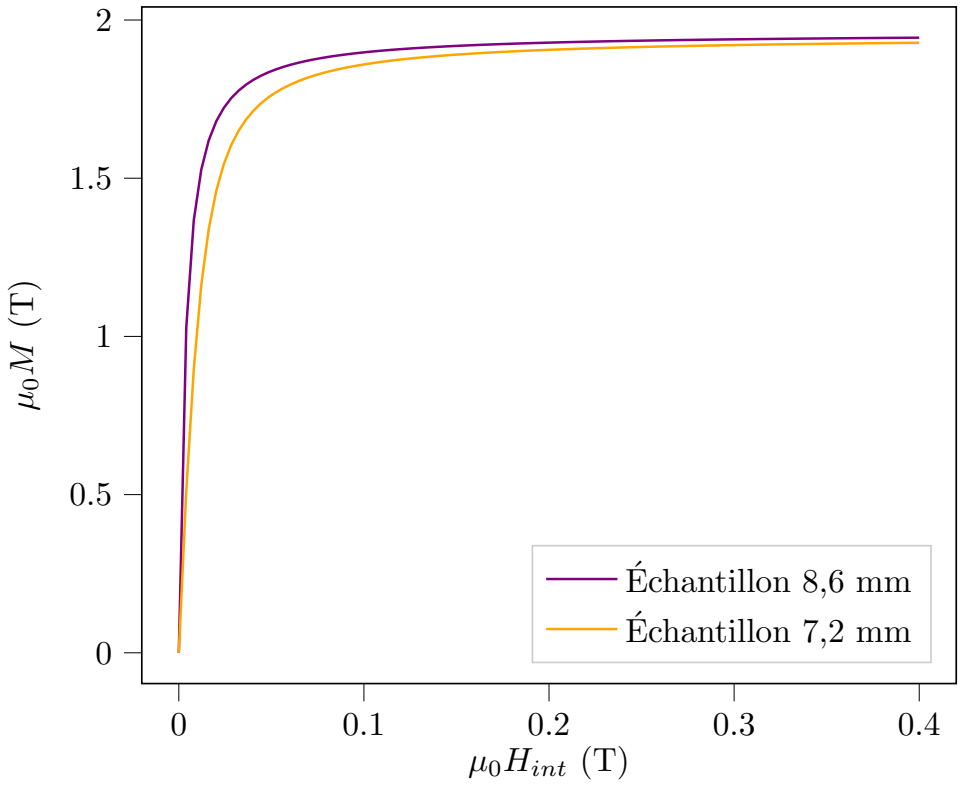


Figure 4.7 Comparaison de courbes intrinsèques à trois paramètres pour deux échantillons de longueurs différentes provenant d'un même câble de garde.

4.3 Méthodologie de mesure de la perméabilité par variation d'impédance

L'impédance d'une bobine vide varie selon les propriétés de cette bobine et la fréquence d'opération. En y ajoutant un noyau ferromagnétique, son impédance varie également selon les dimensions (longueur et diamètre) et les propriétés du noyau (conductivité et perméabilité). Une mesure d'impédance permet donc de retrouver la perméabilité d'un noyau à condition de connaître les autres paramètres. Deux montages sont donc requis : l'un pour mesurer la conductivité des échantillons, et l'autre pour mesurer l'impédance d'un solénoïde dans lequel les échantillons sont insérés.

4.3.1 Description des montages

Mesure de conductivité

La conductivité DC du noyau, σ, est obtenue avec une mesure de résistivité, ρ, à quatre pointes. Cette méthode permet d'éliminer la chute de tension associée à la résistance de contact de la mesure et ainsi mesurer avec précision de petites valeurs de résistance. Un appareil DMM7510 de la marque KEITHLEY est utilisé avec quatre supports de contact permettant de visser les contacts électriques à différents endroits sur l'échantillon avec une pression suffisante. Ce montage est présenté à la figure 4.8. L'appareil dispose d'un mode de mesure de résistance à quatre pointes et permet l'activation d'une compensation du biais (« offset compensation »), qui a été utilisée pour les mesures. Pour chaque valeur de résistance mesurée, la conductivité est calculée par :

$$\sigma = \frac{D}{RA}, \tag{4.9}$$

où D est la distance entre les deux contacts de tension (en m), R est la résistance mesurée (en Ω) et A est la section de l'échantillon (en m^2).

Mesure d'impédance

Les mesures d'impédance sont réalisées avec un appareil Hioki IM3523. À l'aide d'un programme Labview, l'amplitude et la phase de l'impédance sont mesurées pour 200 fréquences différentes, réparties en échelle logarithmique entre 40 Hz et 100 kHz. La bobine de mesure est constituée d'une seule épaisseur de fil de cuivre enroulée sur un support en plastique. Cette bobine mesure 10 cm de long et a un rayon de 8,78 mm. Elle comporte 268 tours.

Les différents échantillons, qui ont la forme de longues tiges cylindriques, sont insérés à l'intérieur de la bobine et centrée à l'aide de beignes en plastique ayant des ouvertures adaptées

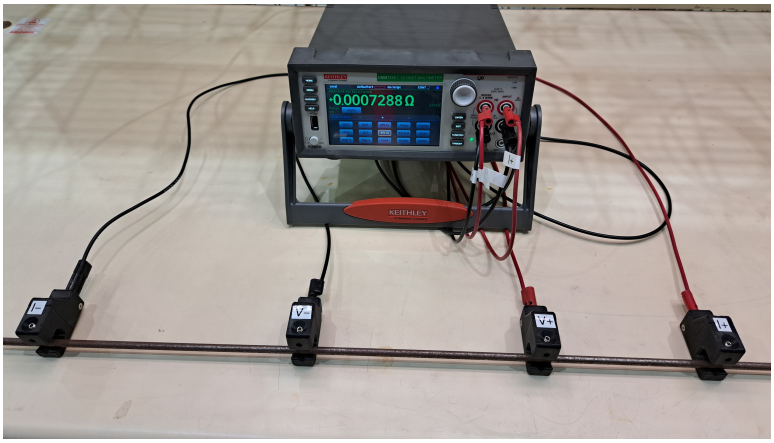


FIGURE 4.8 Montage à quatre pointes pour la mesure de conductivité.

à chaque diamètre de tige. Le montage est présenté à la figure 4.9.

Avant d'insérer une tige d'acier dans la bobine pour une mesure, la tige est désaimantée en la passant à travers un démagnétiseur commercial DM345.00 de la marque *Eurotool*. Lorsque ce dernier est branché à un courant alternatif, il permet de désaimanter la tige. Cet état désaimanté est le premier état dans lequel l'impédance des tiges est mesurée. Par la suite, une mesure sous champ est effectuée en plaçant le montage à l'intérieur de la sonde magnétique afin que la tige soit exposé au champ DC auquel la sonde opère. Enfin, le montage est retiré de la sonde pour effectuer une troisième mesure d'impédance, cette fois avec la tige ayant une aimantation rémanente due au champ appliqué par la sonde. Ces différents scénarios de mesure sont schématisés à la figure 4.10.

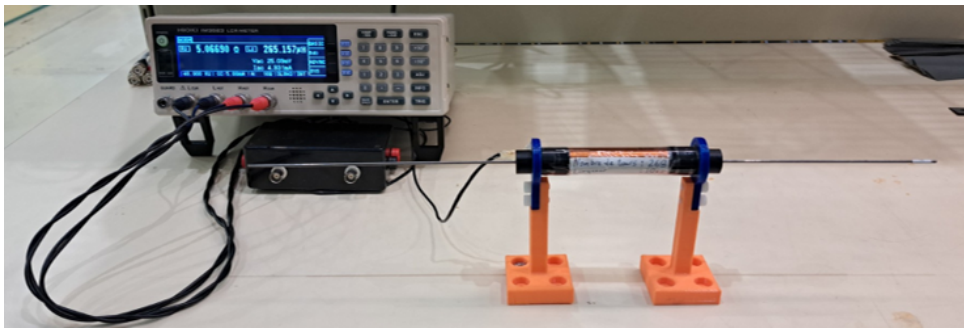


FIGURE 4.9 Montage pour les mesures d'impédances.

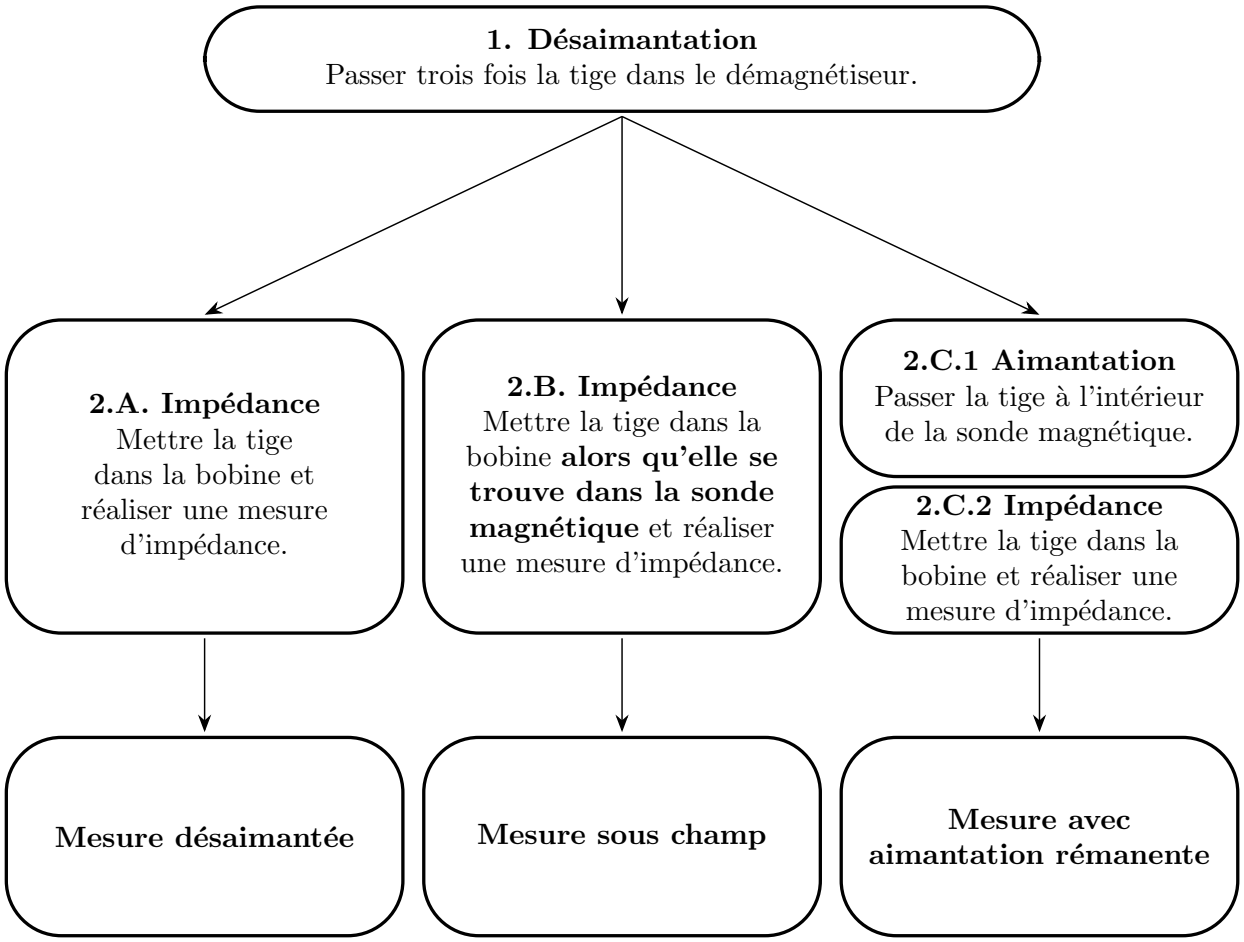


FIGURE 4.10 Étapes pour réaliser les mesures d'impédance pour les trois états d'échantillons différents.

4.3.2 Simulation numérique pour l'analyse des données (COMSOL)

Une simulation COMSOL est utilisée pour déterminer la perméabilité relative des tiges-échantillons à partir des mesures de conductivité et d'impédance. Pour ce faire, la bobine de mesure est reproduite dans le modèle, et une excitation aux mêmes fréquences que la série de mesures est appliquée. La tige est également reproduite dans le modèle à l'intérieur de la bobine avec la conductivité DC mesurée expérimentalement.

Puisque la géométrie du problème, soit une tige au centre d'une bobine, possède une symétrie de rotation, un modèle axisymétrique est utilisé. Seul un plan de coupe est modélisé, et la géométrie complète est obtenue par révolution. La géométrie du modèle est donc uniquement composée de trois figures planes, visibles à la figure 4.11 : la tige, la bobine et une zone d'air qui les entoure.

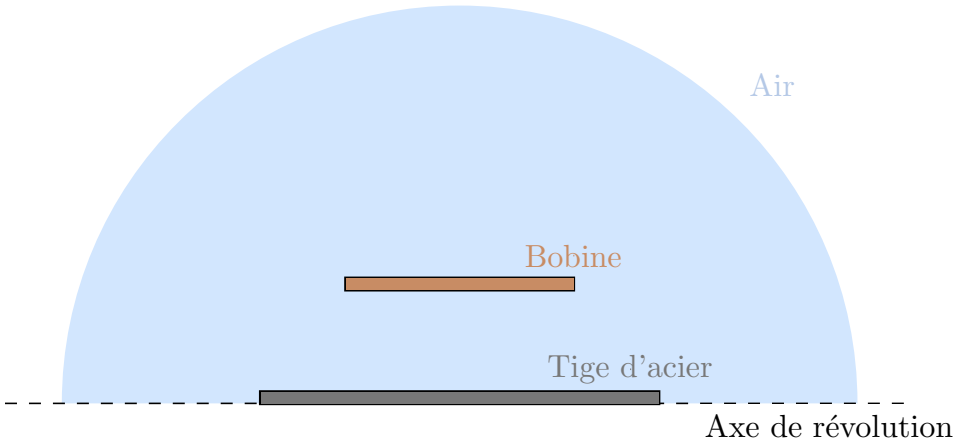


FIGURE 4.11 Schéma de la géométrie du modèle axisymétrique de la bobine utilisée pour les mesures d'impédance. Le schéma n'est pas à l'échelle.

La physique utilisée est le module « Champs magnétiques et électriques », qui résout les équations de Maxwell. Le comportement de la bobine est modélisée par le module « Conducteur multispires homogénéisé » de COMSOL. Celui-ci permet de tenir compte du nombre de tours et de la section des fils sans avoir à inclure la géométrie de chaque fil individuel. Ainsi, la bobine est représentée par un rectangle dont la longueur est la longueur de la bobine, et la largeur est l'épaisseur des fils.

Le domaine d'air qui entoure la tige et la bobine a été modélisé comme un rectangle et comme un demi-cercle, sans impact sur le résultat à condition que les dimensions de ce domaine d'air soient suffisantes. Le diamètre du domaine d'air utilisé était donc choisi égal au double de la longueur de la tige. La condition frontière utilisée autour du domaine d'air dans le modèle est celle d'isolation magnétique. Il n'y a donc aucun flux magnétique qui traverse cette frontière.

Pour déterminer la perméabilité d'un échantillon, plusieurs perméabilités de tiges sont simulées. Le modèle retourne l'impédance simulée de la bobine pour chaque fréquence et chaque perméabilité de tige. Pour chaque fréquence, une interpolation linéaire permet de déterminer quelle valeur de perméabilité permet de reproduire le plus fidèlement possible les mesures d'impédance réalisées expérimentalement sur l'échantillon. La perméabilité peut être cherchée sous la forme d'un nombre réel ou d'un nombre complexe. Dans les présents travaux, une perméabilité réelle a été utilisé, puisque seules les mesures à basses fréquences étaient souhaitées, la sonde magnétique opérant dans un régime DC. La composante imaginaire de la perméabilité intervient plutôt à hautes fréquences pour tenir compte des pertes magnétiques [31].

4.3.3 Traitement des écarts entre la simulation et les données expérimentales

La simulation représente un cas idéal. Dans le montage expérimental, il existe des impédances parasites qui ne sont pas modélisées dans la simulation. Il y a donc une différence entre les impédances simulées et mesurées pour la bobine vide, sans échantillon. Pour l'analyse de ces impédances parasites, il est préférable de définir l'impédance, Z, sous sa forme cartésienne :

$$Z = R + jX, \tag{4.10}$$

où R est la résistance et X est la réactance. La réactance pour une bobine idéale sera le produit de la fréquence angulaire et de l'inductance de la bobine, soit :

$$X = \omega L. \tag{4.11}$$

Ainsi, l'impédance parasite dans la bobine vide peut être traitée comme deux contributions distinctes : une résistance parasite et une réactance parasite.

Dans la simulation, la résistance de la bobine vide correspond à la résistance du fil qui la compose. Cette valeur est de 2,2917 Ω et est indépendante de la fréquence. L'inductance est déterminée par la géométrie de la bobine. Elle est également indépendante de la fréquence, et vaut 200,09 mH. Ainsi, la réactance simulée est directement proportionnelle à la fréquence.

Pour le montage expérimental, les valeurs de résistance et d'inductance de la bobine vide sont différentes de ces valeurs théoriques, et varient avec la fréquence. Les valeurs expérimentales et simulées pour ces deux quantités sont présentées à la figure 4.12.

À basse fréquence, la résistance mesurée est environ constante, mais plus élevée que la résistance simulée. Cet écart peut principalement être attribué aux résistances du reste du circuit : connecteur et câble qui connectent la bobine à l'appareil. Ces deux éléments ne sont pas inclus dans la simulation. Au-delà de 20 kHz, la résistance mesurée augmente avec la fréquence. Cependant, dans le cadre de ce projet, seules les mesures à basse fréquence sont utilisées, car l'objectif est de caractériser les propriétés d'échantillons pour leur utilisation dans une sonde à aimants permanents.

Pour les inductances, il y a une superposition des valeurs mesurées et simulées pour les fréquences de 100 Hz à 30 kHz. Sur cette plage, l'écart entre les valeurs expérimentales et les valeurs simulées est inférieur à 0,25%. Au-delà de cette plage, les valeurs augmentent avec la fréquence. Entre 40 Hz et 100 Hz, il y a une augmentation de la valeur d'inductance pour atteindre le plateau de la simulation. L'écart relatif entre les valeurs mesurées et simulées reste toutefois faible, soit inférieur à 1,1% de la valeur simulée.

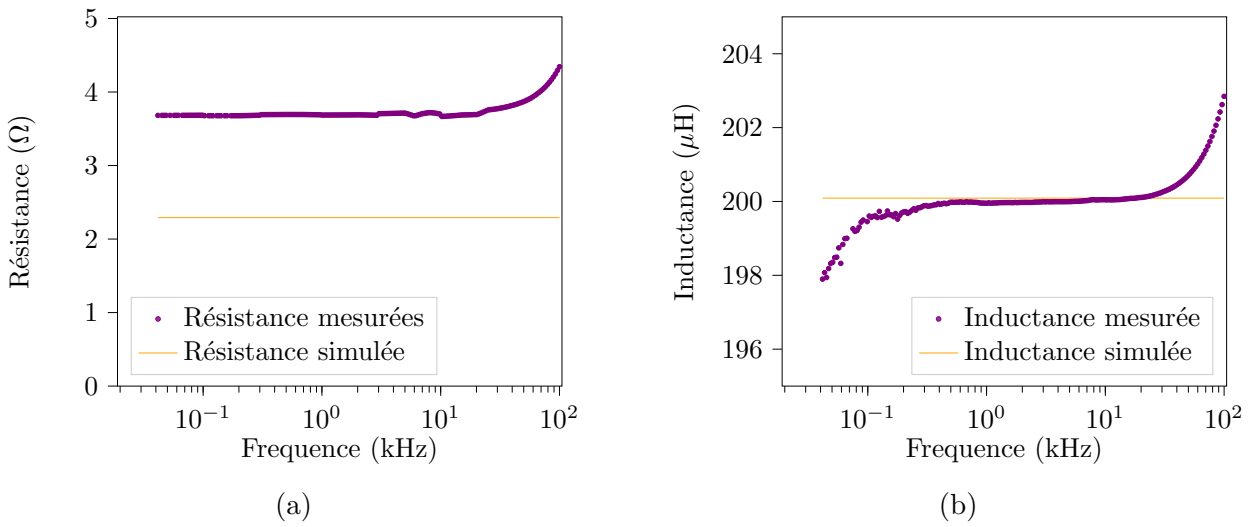


FIGURE 4.12 Comparaison des résistances et des inductances simulées et mesurées expérimentalement pour la bobine vide.

Pour s'affranchir des impédances parasites du montage, un traitement des données est fait avant la résolution du problème de minimisation d'erreur entre les données expérimentales et de simulations. Ce traitement consiste à soustraire l'impédance pour la bobine vide à l'impédance des bobines contenant une tige. Ainsi, la comparaison entre les résultats de simulations et les mesures expérimentales s'effectue sur les variations d'impédance plutôt que sur les valeurs d'impédances. Pour les données de simulation, on soustrait donc les impédances simulées pour une bobine idéale. Pour les mesures expérimentales, on soustrait les mesures effectuées sur la bobine réelle vide.

4.3.4 Description des échantillons

Les échantillons testés sont de deux types : des tiges d'étalonnage de trois alliages d'acier et des brins de câbles de garde et de coeurs de câbles ACSR. Des photos de ces échantillons sont présentés aux figures 4.13 et 4.14.

La composition chimique et les dimensions approximatives des tiges, telles que figurant au bon de commande, sont présentées au tableau 4.2. La composition est obtenue à partir du certificat du manufacturier qui accompagnait la commande. Pour les alliages 4140 et 1065, il y a trois tiges de chaque diamètre. Pour l'alliage 1018, il y a deux tiges de chaque diamètre dans le lot. Afin de simplifier, les tiges de l'alliage 1065 seront parfois désignées comme des tiges de « 2, 3 et 4 mm » même si la conversion en mm n'est pas exacte. Dans les simulations et les calculs, les dimensions exactes, mesurées à l'aide d'un pied à coulisse, ont été utilisées.

Ces valeurs seront présentées à la section suivante.

Pour les échantillons de câbles de garde et de coeur de câbles ACSR, la composition chimique n'a pas été mesurée. La longueur de chaque échantillon est de 35,7 cm. Seuls les brins centraux des échantillons ont été conservés, car les brins des couches externes ont une forme torsadée qui complexifierait les simulations. Le zinc a été retiré de la surface des brins par trempage dans de l'acide hydrochlorique pour permettre une mesure de l'acier uniquement. Sans cela, les courants de Foucault dans la couche de zinc auraient faussé la mesure. Les diamètres mesurés après le dé-zingage sont présentés au tableau 4.3. Les diamètres ont été mesurés à trois endroits sur chaque échantillon, avec la même valeur obtenue à chaque fois. L'échantillon de câble de garde est nommé par l'acronyme « CDG ». Les autres échantillons sont nommés par le nom associé au câble ACSR dont ils proviennent. En Amérique du Nord, les différentes configurations de câbles ACSR sont identifiées par des noms d'oiseaux (en anglais) [5]. Un échantillon de chaque type présenté a été utilisé pour ces tests.

FIGURE 4.13 Tiges échantillons de trois alliages (4140, 1018 et 1065) et de trois diamètres (2 mm, 3 mm et 4 mm).

FIGURE 4.14 Échantillons de brins centraux de câble de garde et de coeur de câble ACSR.

Tableau 4.2 Composition et dimensions des tiges d'étalonnage.

Alliage	Teneur (%)			Longueur	Diamètres approximatifs	Nombre (de chaque diamètre)
	C	Mn	Si			
1018	0,16	0,83	0,19	6 pieds	2, 3 et 4 mm	2
4140	0,39	0,91	0,25	6 pieds	2, 3 et 4 mm	3
1065	0,64	0,75	0,23	3 pieds	80, 125 et 162 mil (2, 3,175 et 4,11 mm)	3

Tableau 4.3 Échantillons de câbles de garde et coeurs de câble ACSR.

Type	Partridge	CDG	Merlin	Penguin
Diamètre (mm)	1,92	3,53	4,64	4,64

4.4 Résultats obtenus avec l'approche de mesures de la perméabilité par variation d'impédance

4.4.1 Conductivités

Les valeurs de conductivité mesurées sont présentées au tableau 4.4 pour les tiges et au tableau 4.5 pour les échantillons de conducteurs et câble de garde. Les diamètres réels des tiges sont également présentés. Pour un même lot, les diamètres mesurés étaient identiques pour chaque tige.

Les valeurs de conductivité présentées aux tableaux 4.4 et 4.5 sont des moyennes. En effet, pour chaque type et diamètre d'échantillon, au minimum trois mesures de résistance ont été effectuées avec des distances différentes entre les contacts. Pour les tiges, deux à trois tiges ont été mesurées. Pour les échantillons de câbles, seul un échantillon était disponible pour chaque type. Les conductivités moyennes sont accompagnées d'une valeur d'intervalle qui indique quel intervalle autour de la moyenne permet d'inclure toutes les mesures réalisées pour ce cas.

À noter que pour les échantillons plus courts, soit ceux provenant de câbles, l'erreur possible sur les valeurs de conductivité est plus grande. Cela est d'autant plus vrai pour les plus grands diamètres (4 mm et plus) soit les brins de Merlin et de Penguin. La raison pour cela est que la résistance mesurée était très faible, à la limite de la précision de l'appareil. Les tiges de 4 mm ne posaient pas le même problème, car il était possible de mesurer la résistance sur des longueurs beaucoup plus grande.

Ces valeurs sont celles utilisées dans les simulations COMSOL servant à déterminer la perméabilité des échantillons. À noter que les valeurs de résistance et d'inductance calculées par

Tableau 4.4 Conductivités mesurées pour les tiges échantillons.

Alliage	Diamètre ($\pm 0,01$ mm)	Conductivité (10^6 S/m)	Intervalle (10^6 S/m)
4140	1,95	4,76	$\pm 0,01$
	2,96	4,76	$\pm 0,01$
	4,00	4,76	$\pm 0,01$
1018	1,97	5,49	$\pm 0,01$
	2,92	5,35	$\pm 0,01$
	3,90	5,21	$\pm 0,02$
1065	2,00	4,82	$\pm 0,05$
	3,15	4,73	$\pm 0,03$
	4,09	4,67	$\pm 0,01$

Tableau 4.5 Conductivités mesurées pour les échantillons de câbles de garde et de coeur de câbles ACSR.

Type	Diamètre ($\pm 0,01$ mm)	Conductivité (10^6 S/m)	Intervalle (10^6 S/m)
Partridge	1,92	4,94	$\pm 0,04$
Merlin	4,64	5,16	$\pm 0,2$
Penguin	4,64	5,31	$\pm 0,1$
CDG	3,53	5,00	$\pm 0,08$

le modèle COMSOL sont peu sensibles à la valeur de conductivité pour les simulations à basse fréquence (jusqu'à environ 500 Hz). À partir d'un cas de base défini avec une perméabilité relative de 60 et une conductivité de 5×10^6 S/m, l'impact d'une variation de 10% sur chaque paramètre pour une simulation à 100 Hz est présentée au tableau 4.6. La variation de la valeur de résistance est deux fois plus importante pour une variation de la perméabilité que pour une variation de la conductivité. La variation de l'inductance simulée est quant à elle 130 fois plus importante pour une variation de perméabilité que pour une variation de conductivité.

Cependant, à plus haute fréquence (plus de 500 Hz), l'effet d'une variation de conductivité devient comparable à l'effet d'une variation de perméabilité sur les résultats de simulation. La précision des mesures de conductivité n'est donc pas critique à basse fréquence, comme dans le cas de ce projet, mais elle le deviendrait pour généraliser la méthode à des mesures à haute fréquence.

Tableau 4.6 Impact d'une variation de 10% des paramètres μ_r et σ sur les résultats de simulation à une fréquence de 100 Hz. Les variations de R et L sont calculées par rapport au cas de référence présenté à la première ligne.

μ_r	σ (10^6S/m)	R (Ω)	Variation R (mΩ)	Variation R (%)	L (μH)	Variation L (μH)	Variation L (%)
60	5	2,2803	-	-	338,35	-	-
60	4,5	2,2801	0,2	8,7	338,25	0,1	0,030
60	5,5	2,2806	0,3	13,1	338,44	0,09	0,026
54	5	2,2797	0,6	26,3	324,96	13,39	3,0
66	5	2,2809	0,6	26,3	351,60	13,25	3,9

4.4.2 Perméabilités

Les valeurs de perméabilités relatives à basse fréquence (100 Hz) obtenues pour les tiges désaimantées sont présentées à la figure 4.15. Les valeurs sont arrondies à l'entier le plus proche. Les valeurs sont peu dépendantes du diamètre de l'échantillon, mais varient selon l'alliage. Les perméabilités les plus hautes sont obtenues pour l'alliage 1018, alors que les perméabilités les plus basses sont obtenues pour l'alliage 1065. Plus le pourcentage de carbone est élevé, plus la perméabilité diminue, ce qui correspond au comportement attendu.

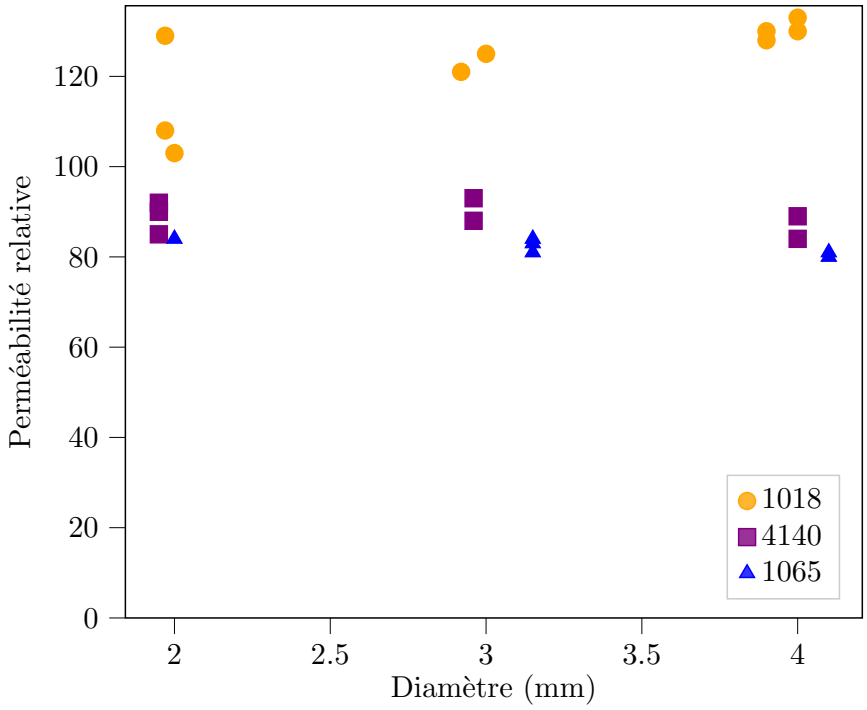


Figure 4.15 Perméabilités relatives des tiges désaimantées mesurées à 100 Hz.

Les perméabilités obtenues lorsque les échantillons sont placés à l'intérieur de la sonde sont présentées à la figure 4.16. Les valeurs sont beaucoup plus basses que pour l'état désaimanté. Les valeurs sont donc calculées au demi-entier près plutôt qu'à l'entier. Il est possible de conclure que les échantillons ne sont pas saturés par le champ de la sonde puisque la perméabilité mesurée est supérieure à 1. Dans cet état, le diamètre des tiges semble avoir plus d'impact que l'alliage sur la perméabilité. La source de flux est la même pour toutes les mesures, soit la sonde. Cependant, la réluctance du circuit magnétique est affectée par le diamètre de la tige. Le flux magnétique est donc modifié par le diamètre de la tige, mais de façon très faible étant donné que la grande distance à parcourir dans l'air domine la réluctance du circuit. Pour un flux constant, c'est donc la densité de flux qui varie d'un échantillon à l'autre à cause de la section qui change. Les échantillons d'un même alliage se retrouvent donc à différents points de leur courbe $B(H)$.

Les perméabilités pour des tiges ayant une aimantation rémanente sont présentées à la figure 4.17. Les valeurs sont comprises entre les valeurs désaimantées et les valeurs aimantées et correspondent à environ la moitié des valeurs de perméabilités initiales. L'aimantation rémanente des tiges provient de leur passage dans la sonde. A priori, les tiges de différents

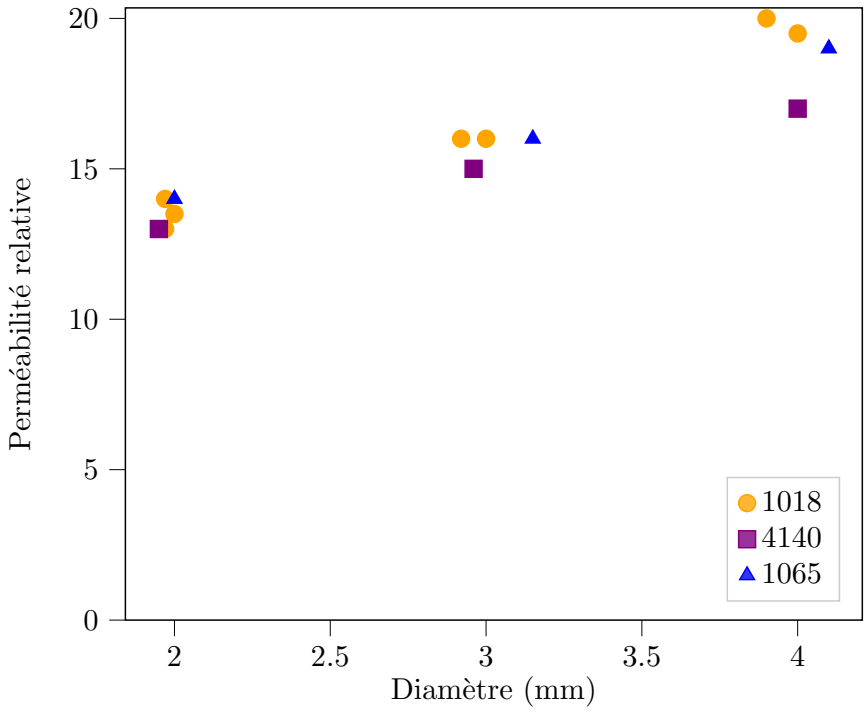


FIGURE 4.16 Perméabilités relatives des tiges en présence du champ de la sonde, mesurées à 100 Hz. Plusieurs mesures ont été réalisées pour chaque diamètre de chaque alliage, mais certains points se superposent.

diamètres auraient donc des valeurs d'aimantation rémanente légèrement différentes, puisqu'elles sont sur des courbes d'aimantation secondaire distinctes, issues de valeurs de densité de flux différentes.

Les perméabilités mesurées sur les échantillons de câbles de garde et de conducteurs dans les trois mêmes états sont présentés au tableau 4.7. Tout comme pour les tiges d'acier, la valeur mesurée sous champ est plus faible pour un petit diamètre (câble partridge). Dans les deux autres états, les perméabilités sont plutôt uniformes parmi les différents échantillons. De plus, la perméabilité mesurée après un passage des échantillons dans la sonde est presque la même que la perméabilité dans l'état désaimanté.

Il faut noter que les tiges sont beaucoup plus longues que les échantillons de conducteurs et câbles de garde. La différence pourrait donc être due à des propriétés différentes des aciers utilisés pour les câbles de garde/conducteurs par rapport aux alliages testés, mais elle pourrait aussi s'expliquer par la différence de forme des échantillons. En effet, le champ de désaimantation produit dans des échantillons courts est beaucoup plus grand que dans des échantillons longs. Pour un cylindre infiniment long, le facteur de désaimantation dans la direction de l'axe du cylindre a une valeur de $N = 0$, ce qui signifie que le champ de désaimantation est

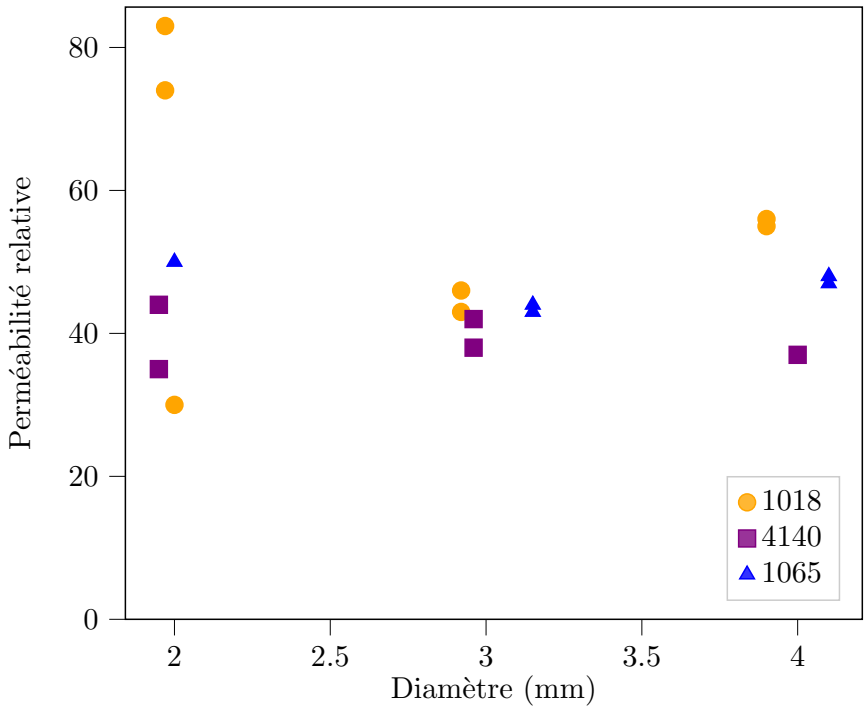


FIGURE 4.17 Perméabilités relatives des tiges aimantées, mesurées à 100 Hz. Plusieurs mesures ont été réalisées pour chaque diamètre de chaque alliage, mais certains points se superposent.

Tableau 4.7 Perméabilités mesurées à 100 Hz pour les échantillons de câble de garde et de coeurs de câbles ACSR.

État	Partridge	Merlin	Penguin	CDG
Désaimanté	52	49	49	48
Sous champ	13	20	20	17
Aimantation rémanente	48	48	49	46

négligeable. Au contraire, pour un disque infini (cylindre très court), le facteur de désaimantation dans l'axe de révolution du cylindre vaut $N = 1$. Les tiges échantillons sont beaucoup plus longues que la sonde et que leur diamètre. Ainsi, ces échantillons se rapprochent du cas idéal de cylindre infini avec $N = 0$. Cependant, les échantillons provenant de câbles sont de 2,5 à 5 fois plus courts que les tiges. Leur facteur N serait donc plus grand.

4.5 Ajustement à la méthode pour la caractérisation de lamelles d'acier

La méthode proposée peut être légèrement adaptée pour mesurer la perméabilité des lamelles d'acier utilisées dans la construction des pôles. Ces lamelles sont composées d'acier au silicium. Il est composé à 92,4% de fer, 3,8% de silicium et 3,4% de brome. La surface des lamelles est recouverte d'une couche d'oxyde de magnésium, d'une épaisseur d'environ 15 microns. Les dimensions d'une lamelle sont de 22,2 mm par 133,5 mm, avec une épaisseur d'environ 330 microns. Déterminer la perméabilité de ces lamelles permettra l'amélioration du modèle COMSOL de la sonde.

Une bobine plus large, présentée à la figure 4.18, a dû être fabriquée pour y insérer les lamelles. Sa longueur est de 6 cm et son rayon est de 19 mm. Elle compte 148 tours, enroulés en une seule couche.

De plus, les lamelles ne respectent pas la symétrie de révolution exploitée dans le modèle pour les tiges. Un modèle en 3D a donc été créé. Une seule lamelle à la fois est utilisée pour les mesures. Une difficulté supplémentaire est d'obtenir une valeur précise pour l'épaisseur de la lamelle mesurée. Des mesures à 100 Hz sur 10 lamelles ont donc été réalisées, afin d'obtenir une valeur moyenne. De plus, la mesure a été répétée trois fois sur chaque lamelle. La perméabilité moyenne obtenue pour ces 30 mesures est de 19300, avec un écart-type de 6000. Sur une même lamelle, la variation maximale entre deux mesures est inférieure à 900. Merci à Jonathan Bellemare pour la réalisation de ces mesures.

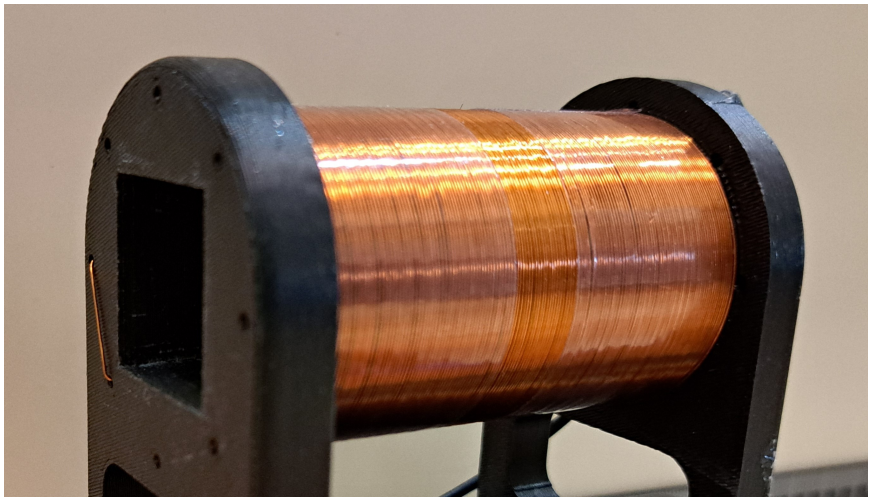


FIGURE 4.18 Bobine pour la mesure de perméabilité des lamelles.

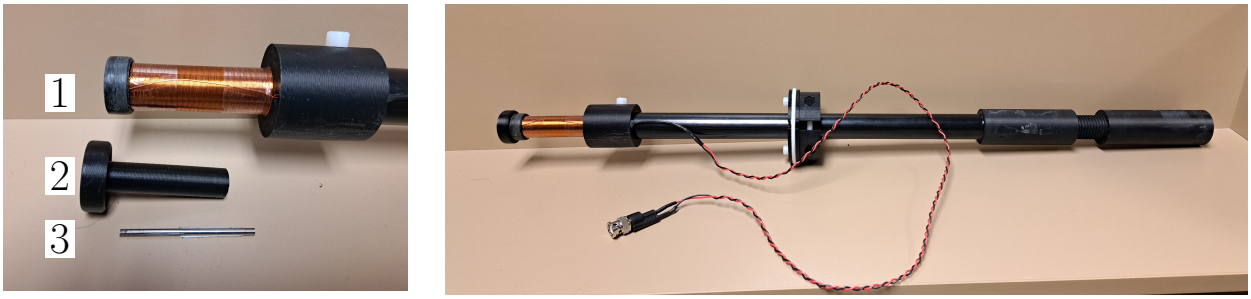
4.6 Approche combinée : mesures de perméabilité par variation d'impédance à l'intérieur d'un VSM à fort champ

Les mesures au VSM manquent de précision à faible champ. De plus, la courbe corrigée obtenue par simulation diffère pour deux échantillons du même câble, mais de longueur différente (voir figure 4.7). On peut donc supposer que nous n'avons pas encore obtenu la courbe intrinsèque propre au matériau. Par ailleurs, la méthode de mesure de perméabilité par variation d'impédance n'offre pas un contrôle satisfaisant sur l'aimantation des échantillons. Cette section décrit donc une approche qui combine les deux méthodes de mesure. L'échantillon est placé dans une bobine qui est elle-même placée dans le VSM, afin de réaliser simultanément des mesures d'aimantation et de perméabilité à différents champs appliqués.

4.6.1 Montage pour l'approche combinée

Une nouvelle bobine de mesure a été fabriquée et est présentée à la figure 4.19. Celle-ci est enroulée sur un tube de plastique et s'attache sur le bras vibrant du VSM, à l'endroit où se place normalement le porte-échantillon. Cette bobine a une longueur de 6 cm, un rayon de 10,17 mm et comporte 166 tours de fil de cuivre, enroulés en une seule couche afin d'éviter toute résonance propre à basse fréquence. Un porte-échantillon en forme de tube fermé à l'une de ses extrémités peut ensuite être inséré dans le tube sur lequel la bobine est enroulé.

Les échantillons sont coupés à la même longueur que la bobine, soit 6 cm. À noter que pour cette longueur, le champ magnétique créé par l'aimant supraconducteur dans le VSM est moins uniforme que lors des tests précédents avec des échantillons de moins de 1 cm de long.



(a) (b)

FIGURE 4.19 (a) Bobine (1), porte-échantillon (2) et échantillon (3), et (b) leur assemblage sur le bras vibrant du VSM.

Le champ produit par l'aimant supraconducteur peut varier d'environ 2 à 3% sur la longueur de l'échantillon de 6 cm. Cette variation était de moins de 1% pour un échantillon de moins de 1 cm de long. L'erreur sur les valeurs d'aimantation mesurées pourrait donc augmenter. Cependant, la mesure d'impédance fonctionne mieux pour des tiges plus longues. En effet, lorsque la tige est beaucoup plus longue que la bobine, la longueur de la tige n'affecte pas les résultats de simulations. La précision sur la mesure de longueur n'affecte donc pas les résultats. De même, la tige n'a pas besoin d'être centrée très précisément sur sa longueur. Au contraire, pour des tiges courtes par rapport à la longueur de la bobine de mesure, les erreurs sur la position et la longueur de la tige impactent le résultat. La longueur de 6 cm semblait donc un compromis acceptable pour les premiers tests.

4.6.2 Protocole de mesure pour l'approche combinée

Le VSM est contrôlé par un programme Labview. L'analyseur d'impédance peut également être contrôlé par Labview, mais le travail nécessaire pour fusionner les deux codes aurait trop retardé les premiers tests. Les mesures d'impédance ont donc été déclenchées manuellement à chaque valeur de champ appliqué souhaitée pendant les mesures au VSM.

Le VSM a été programmé pour la mesure d'une courbe d'hystérésis complète, incluant la courbe de première aimantation. Un schéma est présenté à la figure 4.20. À partir d'un champ nul, le champ a été amené à un maximum de 0,38 T puis à un minimum de -0,38 T avant d'être à nouveau amené à 0,38 T. Le pas utilisé était de 0,01 T entre -0,08 et 0,08 T et de 0,15 T au-delà de cette plage. Afin de s'assurer que l'échantillon était initialement désaimanté, le même démagnétiseur que pour les mesures de la section 4.3.1 a été utilisé.

Deux échantillons ont été mesurés suivant les trois branches. Il s'agit de deux morceaux d'une

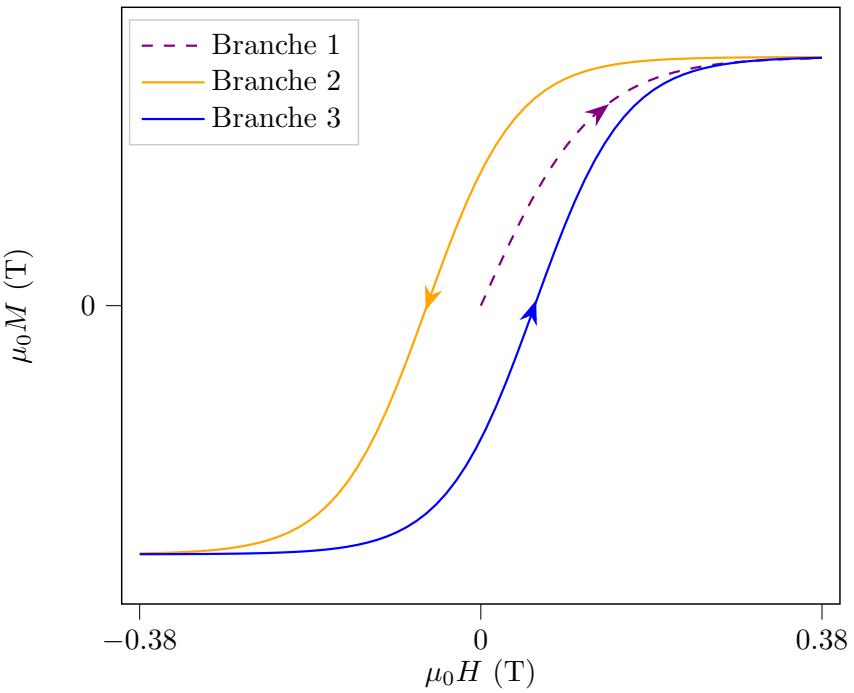


FIGURE 4.20 Courbe d'aimantation fictive divisée en trois branches, telles que mesurées dans le VSM. Branche 1 : courbe de première aimantation ; branche 2 : champs appliqués décroissants ; branche 3 : champs appliqués croissants.

longueur de 6 cm prélevés des tiges de 4 mm de diamètre des alliages 1018 et 4140.

4.6.3 Résultats de l'approche combinée

Les mesures d'impédance ont été utilisées pour calculer les perméabilités de la même façon que pour les mesures sans le VSM (section 4.3). Pour permettre l'analyse commune avec les courbes d'aimantation, il est plus intuitif de travailler avec les susceptibilités magnétiques $\chi = \mu_r - 1$ plutôt qu'avec les perméabilités relatives. En effet, alors que la perméabilité relie les champs B et H, la susceptibilité relie M et H. Les susceptibilités obtenues pour chaque valeur de champ externe sont présentées à la figure 4.21. Les valeurs mesurées d'aimantation y sont également présentées. Pour ces échantillons plus longs que ceux de la section 4.2, l'aimantation minimale pouvant être mesurée par le VSM pour respecter le seuil du moment magnétique minimal de 0,03 Am^2 est d'environ $|\mu_0 M| = 0{,}05$ T. Seules les aimantations pour $H = 0$ se retrouvent sous ce seuil.

Les valeurs d'aimantation se superposent pour les trois branches de la courbe $M(H_{ext})$. Pour les susceptibilités, les valeurs des trois branches se superposent à fort champ, mais sont distinctes à faible champ. La susceptibilité initiale est plus élevée que la susceptibilité

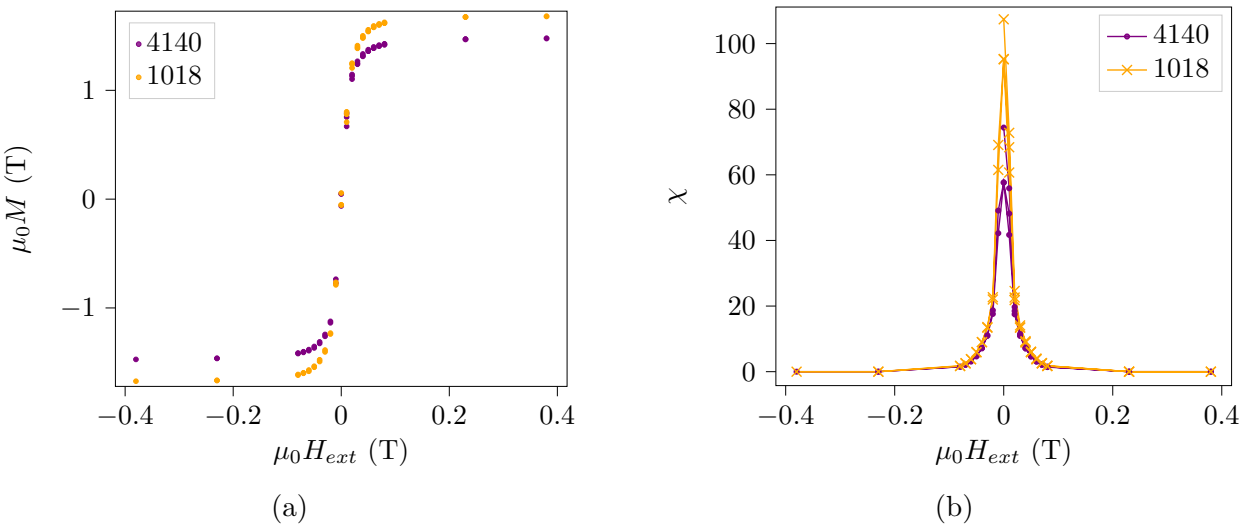


FIGURE 4.21 (a) Aimantations mesurées par VSM géant ; (b) susceptibilités mesurées par variation d'impédance, en fonction du champ externe appliqué.

mesurée lors des autres passages à champ nul.

Les susceptibilités provenant des mesures d'impédances représentent la pente $\mathrm{d}M/\mathrm{d}H_{int}$. Faire l'intégrale numérique de ces valeurs en fonction du champ interne permettrait de reconstruire la courbe $M(H)$ intrinsèque. Or, les valeurs de champ interne sont toujours inconnues. Intégrer par rapport aux valeurs de champ externe ne donne pas le bon résultat.

Bien que le champ interne soit inconnu, pour chaque point de mesure, trois informations sont connues : le champ externe, l'aimantation globale et la susceptibilité. L'approche proposée est de reconstruire la courbe $M(H)$ par intégration, mais en utilisant l'aimantation comme variable plutôt que le champ H qui doit être corrigé. Il faut alors intégrer l'inverse de la susceptibilité pour calculer le champ interne.

$$\frac{1}{\chi} = \frac{\mathrm{d}H_{int}}{\mathrm{d}M} \implies H_{int} = \int \frac{1}{\chi}\mathrm{d}M \tag{4.12}$$

Chaque intervalle ΔH_{int} est obtenu par intégration numérique des valeurs de ΔM et de susceptibilité. Par exemple, avec la méthode des trapèzes, les variations de champ sont :

$$\Delta H_{int}(i) = \Delta M(i)\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\chi(i)} + \frac{1}{\chi(i+1)}\right). \tag{4.13}$$

À l'approche de la saturation χ devient cependant nul, ce qui entrainerait une division par 0. Dans ce cas, la valeur du champ externe est utilisée pour calculer les incréments de champ

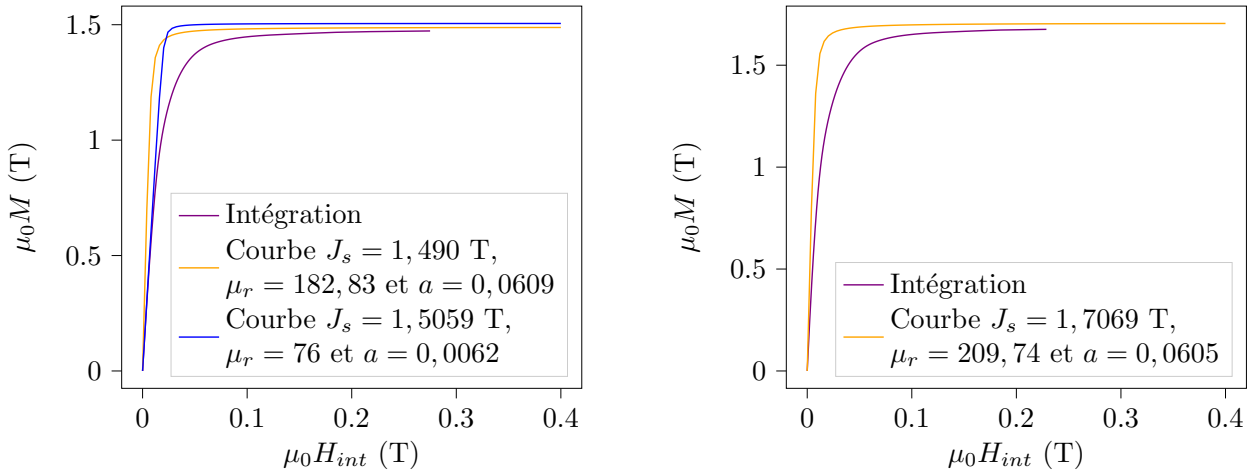
interne. Quand χ s'annule, la variation d'aimantation en fonction du champ H est nulle puisque χ est ici une mesure différentielle. Réécrire l'équation 4.6 sous forme différentielle permet de supposer que les variations de champ interne sont alors égales aux variations de champ externe :

$$\mathrm{d}H_{int} = \mathrm{d}H_{ext} - N\mathrm{d}M \implies \mathrm{d}H_{int} = \mathrm{d}H_{ext} \text{ pour } \mathrm{d}M = 0. \tag{4.14}$$

Étant donné le faible nombre de points expérimentaux, il est nécessaire d'interpoler les mesures pour avoir une intégration numérique plus juste. La fonction d'interpolation « makima » dans MATLAB a été utilisée. Les mesures au VSM étant très longues, il n'était pas possible à court terme de reprendre des mesures avec de plus faibles incréments de champ magnétique. De plus, une méthode d'intégration numérique d'ordre supérieur, celle de Simpson 1/3, a aussi été utilisée, sans grande différence avec les résultats de la méthode du trapèze.

Pour chacun des échantillons, la courbe de première aimantation intrinsèque reconstruite grâce à cette technique est présentée à la figure 4.22. À titre de comparaison, la courbe à trois paramètres obtenue avec la méthode détaillée à la section 4.2 à partir des données d'aimantation seulement est également présentée. Pour l'échantillon 4140, la courbe obtenue a comme paramètres $\mu_r = 182,83$, $J_s = 1,490$ et $a = 0,0609$. Pour l'échantillon 1018, les paramètres sont $\mu_r = 209,74$, $J_s = 1,7069$ et $a = 0,0605$.

Une autre courbe à trois paramètres est présentée pour l'échantillon d'acier 4140. Cette



(a) 4140 (b) 1018

FIGURE 4.22 Comparaison des courbes de première aimantation obtenues par intégration avec les courbes à trois paramètres.

dernière est obtenue en réduisant l'intervalle dans lequel le paramètre μ_r peut être choisi dans l'algorithme de minimisation de l'erreur afin de forcer la perméabilité initiale à correspondre à la perméabilité initiale mesurée dans l'approche combinée, soit 75,4. L'intervalle de recherche pour le paramètre μ_r est donc réduit à $\mu_r \in [75, 76]$ Les paramètres obtenus sont alors $\mu_r = 76$, $J_s = 1,5059$ et $a = 0,0062$. L'erreur de l'algorithme de minimisation est cependant 330 fois plus grande que lorsque le paramètre μ_r est laissé libre.

Lors des tests, une aimantation rémanente était parfois observée dans les échantillons par une attraction entre des tiges après un passage de la sonde. Les mesures d'aimantation par VSM semblent pourtant indiquer qu'il n'y a pas d'hystérésis mesurable dans l'échantillon, puisque les différentes branches se superposent. Cependant, cela est possiblement dû à un manque de sensibilité de l'appareil, car les mesures de susceptibilité montrent des valeurs distinctes à faible champ pour des différentes branches de la courbe (voir figure 4.21). En appliquant la même méthode d'intégration que pour obtenir les courbes de première aimantation, il est donc possible de reconstruire une courbe complète à partir des susceptibilités. Comme les mesures d'aimantation et de susceptibilités sont égales pour les deux branches pour des champs supérieurs à 0,06 T, les valeurs de champ interne sont calculées par intégration seulement pour les mesures à champ inférieur à cette limite. Pour les champs supérieurs à cette valeur, la deuxième branche repasse sur les points de la courbe de première aimantation. Autrement, la courbe calculée est trop sensible au choix du point de départ et une distinction entre les branches se crée pour les champs élevés, où aucune mesure expérimentale n'indique de distinction entre les branches.

Un exemple de courbe reconstruite selon cet algorithme pour l'échantillon d'alliage 4140 est présenté à la figure 4.23. La susceptibilité différentielle dérivée à partir de cette courbe est également présentée. L'aimantation rémanente de cette courbe est de 0,22 mT et le champ coercitif est de 4 mT. L'allure de la courbe est plausible. Cependant, il faudrait des mesures avec plus de points à faible champ appliqué pour confirmer la validité des résultats. Dans l'état actuel, il se pourrait que le décalage entre les trois branches de la courbe viennent plutôt d'une accumulation des erreurs numériques et de mesures.

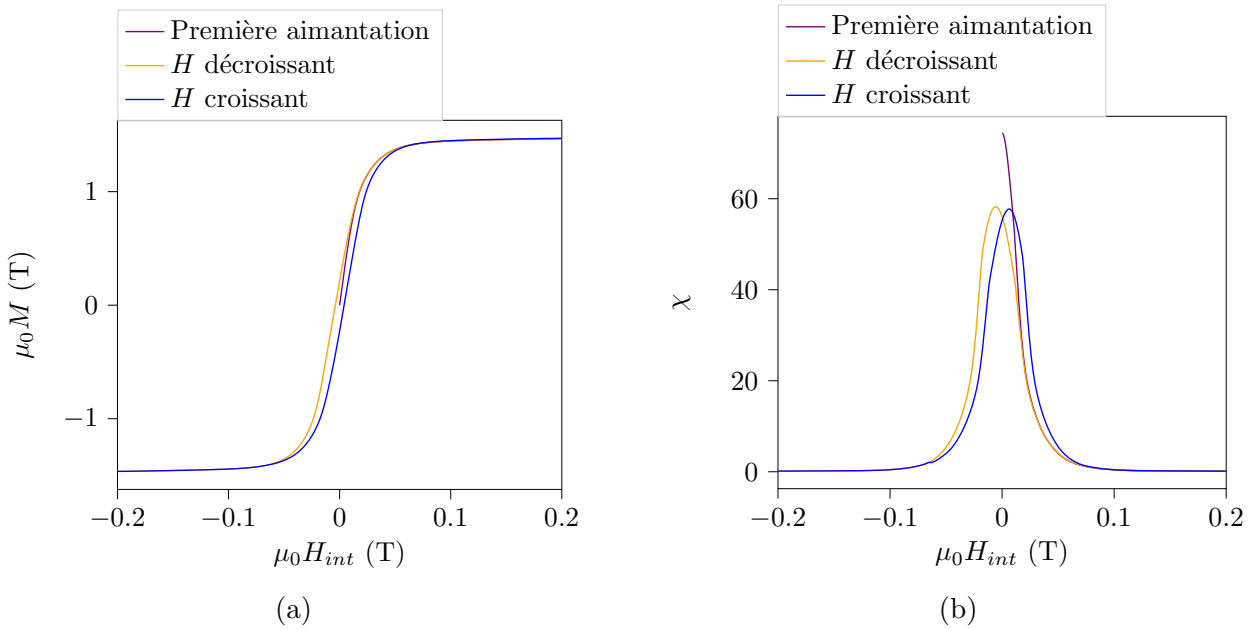


FIGURE 4.23 (a)Reconstruction de la courbe d'aimantation intrinsèque complète avec l'algorithme d'intégration et (b) susceptibilités dérivées de cette courbe.

4.7 Discussion sur les différentes approches de mesures présentées

Des différences notables existent entre les résultats de la méthode combinée (section 4.6.3) et les résultats de mesures de perméabilité par impédance (section 4.4.2, figures 4.15 et 4.17). Dans les deux cas, les mesures de variation d'impédance ont permis d'obtenir des valeurs de perméabilité relatives pour les tiges de 4 mm des alliages 1018 et 4140. Dans le cas de l'approche combinée, les mesures étaient réalisées sur des échantillons de 6 cm de longueur pour pouvoir être insérés dans le VSM. Les mesures initiales avec les mesures de variations d'impédance seules ont été réalisées sur les tiges complètes de 6 pieds. Le tableau 4.8 rappelle les valeurs de perméabilités initiales et les valeurs de perméabilités lors d'un retour au champ nul après une aimantation pour les différents échantillons avec les deux méthodes. Premièrement, les valeurs de perméabilités pour les tiges dans un état désaimanté sont plus faibles pour la mesure à l'intérieur du VSM. Deuxièmement, l'écart entre les valeurs pour l'échantillon désaimanté et l'échantillon ayant une aimantation rémanente est plus faible pour les mesures dans le VSM.

Il faut souligner que les échantillons n'ont pas la même longueur. Pour les mesures d'impédance seules, les longues tiges (environ 6 pieds) étaient utilisées, alors que des morceaux de 6 cm provenant de ces tiges étaient utilisés pour les mesures dans le VSM. Les diffé-

Tableau 4.8 Comparaison des perméabilités à champ appliqué nul pour les tiges de 4 mm de diamètre selon les mesures des sections 4.4.2 et section 4.6.3.

	1018		4140	
État	section 4.4.2	section 4.6.3	section 4.4.2	section 4.6.3
Désaimanté	127	107	85	75
Aimantation rémanente	58	95	40	58

rences pourraient donc simplement provenir de la longueur des échantillons plutôt que du montage comme discuté précédemment pour les perméabilités de câbles de garde du tableau 4.7. Cependant, des champs parasites causés par le VSM pourraient exister et désaimanter partiellement l'échantillon. Cette hypothèse n'a pas été explorée.

En outre, pour comparer les valeurs de perméabilités mesurées sur des échantillons ayant une aimantation rémanente, il faut tenir compte du fait que la source d'aimantation était différente. Les longues tiges étaient aimantées par la sonde magnétique. La valeur exacte du champ appliqué est alors inconnue. Ce champ semblait cependant légèrement sous le niveau de saturation des tiges. Pour les échantillons plus courts, le champ était appliqué par le VSM jusqu'à un maximum de 0,38 T. Ce champ permettait d'atteindre la saturation des échantillons.

Néanmoins, les mesures réalisées avec les deux approches permettent de conclure que la perméabilité initiale des tiges d'acier 4140 est inférieure d'environ 30% à celles des tiges d'acier 4140. Ainsi, ces deux lots de tiges pourront servir à caractériser l'impact sur la réponse de la sonde d'une variation de 30% de la perméabilité des échantillons. De plus, les mesures réalisées sur des échantillons de câbles semblent indiquer que la perméabilité des câbles varie peu d'un câble à l'autre, toutes les mesures étant comprises entre 48 et 52. Bien que des mesures sur un plus grand nombre d'échantillons soient requises pour le confirmer, il semblerait que la perméabilité des câbles varie de moins de 8%.

CHAPITRE 5 CARACTÉRISATION DE LA SONDE POUR DIFFÉRENTES PERMÉABILITÉS

Les travaux précédents avaient montré une relation linéaire entre le champ magnétique mesuré par la sonde et le rayon d'acier contenu dans celle-ci [2]. Des mesures similaires sont présentées dans cette section, pour deux diamètres de sonde et des échantillons de deux alliages d'acier différents.

5.1 Méthodologie

L'un des buts poursuivis avec la sonde magnétique est de déterminer la quantité d'acier insérée dans la sonde à partir du champ magnétique qu'elle mesure. Les tiges des alliages 1018 et 4140 qui ont été caractérisées à la section précédente ont permis de déterminer cette relation pour ces deux alliages. Pour ce faire, la sonde est fixée sur une table et un tube d'aluminium ou de carton est inséré en son centre. Des tiges sont ensuite glissées à l'intérieur du tube qui sert à les guider (voir figure 5.1). La valeur de champ magnétique est mesurée pour chaque quantité d'acier. Des graphiques du champ moyen mesuré par les trois capteurs en fonction de la section d'acier et du rayon effectif d'acier peuvent ainsi être obtenus.

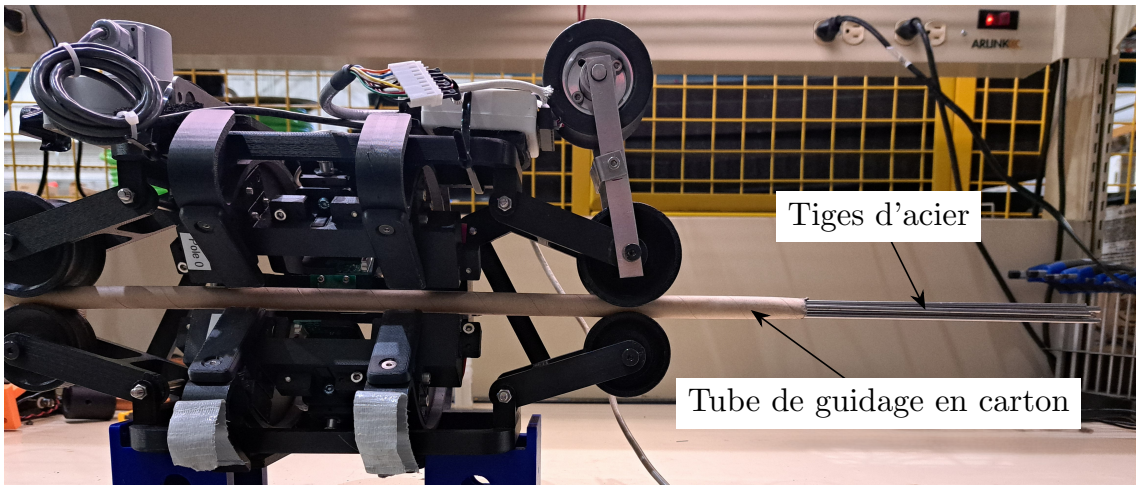


FIGURE 5.1 Sonde magnétique et tube pour le guidage des tiges d'acier.

5.1.1 Ajustement de la position des capteurs

Avant de réaliser les mesures, les positions des capteurs doivent être ajustées pour que leur plage dynamique complète puisse être utilisée. Il faut donc placer chaque capteur de façon à ce que la section d'acier maximale à mesurer corresponde à un extremum de la plage et que la section minimale corresponde à l'autre extremum. Pour ces tests, la plus grande section à mesurer correspond à l'ensemble des tiges de l'alliage 4140, soit environ 70 mm^2. Pour la configuration de plus grand diamètre, il est possible de mesurer des sections de 0 à 70 mm^2 avec une seule position de capteur. Cependant, avec la sonde de plus petit diamètre, la variation maximale de section pouvant être mesurée avec une position du capteur est d'approximativement 40 mm^2. Il faut donc faire au minimum deux séries de mesures avec des positions de capteurs différentes pour couvrir la plage de section allant de 0 à 70 mm^2.

5.1.2 Aimantation des échantillons

Avant de noter la valeur de champ mesurée, il faut aimanter les tiges. Pour ce faire, trois aller-retours latéraux complets des tiges dans la sonde sont effectués. Après le dernier aller-retour, les tiges sont placées de façon centrée. Une fois visuellement au centre, les tiges sont déplacées jusqu'à ce que le champ mesuré atteigne un extremum. Cet extremum est un minimum pour la configuration utilisée pour les tests, où la valeur de champ mesurée dans l'air correspond au maximum de la plage dynamique. Si la direction des capteurs par rapport aux pôles est inversée, alors la sonde vide devrait correspondre au minimum de la plage dynamique et les tiges devraient être placées de façon à atteindre un maximum.

5.1.3 Tiges d'acier

Seuls deux des trois alliages de tiges d'acier ont été utilisés pour ces mesures. La raison est que les tiges de l'alliage 1065 sont plus courtes. Il y avait donc moins clairement un minimum stable au centre où prendre la mesure. Les extrémités demeuraient trop proches.

Afin d'obtenir un maximum de points de données, des mesures ont été réalisées sur un maximum de section possible. La première mesure a été réalisée avec l'ensemble des tiges d'un alliage. Toutes les combinaisons de différents diamètres ont ensuite été mesurées. Un exemple partiel de la séquence pour les 6 tiges de l'alliage 1018 est présenté au tableau 5.1.

Pour un ensemble de tiges, le rayon effectif est défini comme le rayon d'un cylindre dont la section correspond à la somme des sections des tiges.

Tableau 5.1 Agencement des tiges pour créer un maximum de sections.

Nombre de tiges			Section	Rayon effectif
2 mm	3mm	4mm	(mm^2)	(mm)
2	2	2	45,6	3,81
1	2	2	42,4	3,67
0	2	2	39,3	3,54
2	1	2	38,5	3,50
			...	
1	0	0	3,14	1,00

5.2 Résultats des mesures de la réponse de la sonde magnétique en fonction de la quantité d'acier

5.2.1 Sonde de 64 mm de diamètre

Afin de comparer les nouveaux résultats avec ceux des travaux antérieurs [2], la figure 5.2a présente le champ mesuré par la sonde de 64 mm de diamètre en fonction du rayon effectif des échantillons. La relation n'est pas linéaire contrairement à ce qui avait été montré avec un plus grand diamètre de la sonde dans les travaux antérieurs.

En regardant plutôt les données en fonction de la section d'acier (figure 5.2b), la relation devient linéaire pour les faibles sections. Elle demeure cependant non linéaire pour les sections

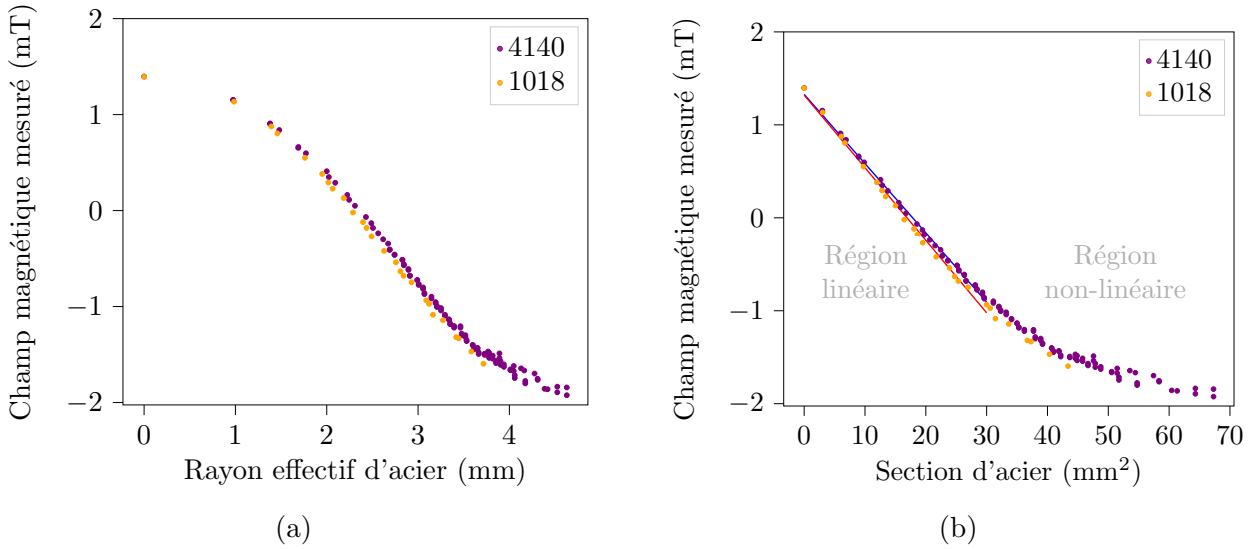


Figure 5.2 Réponse de la sonde de 64 mm de diamètre pour deux alliages d'acier en fonction (a) du rayon effectif d'acier et (b) de la section d'acier.

d'acier plus grandes. En considérant uniquement les sections inférieures à 30 mm^2, les régressions linéaires donnent une pente de -74,5 μT/mm^2 pour l'acier 4140 et de -78,1 μT/mm^2 pour l'acier 1018. Les incertitudes-types calculées sur ces valeurs sont respectivement de 0,7 et 1,3 μT/mm^2. Les ordonnées à l'origine des régressions sont 1,328 mT pour l'acier 4140 et 1,320 mT pour l'acier 1018 avec des incertitudes-types de 0,015 et 0,024 mT respectivement. Ainsi, pour la région linéaire, la réponse de la sonde (en mT) en fonction de la section A (en mm^2) pourrait être calculée par :

$$B_{4140} = 1,328 - 0,0745A, \tag{5.1}$$

$$B_{1018} = 1,320 - 0,0781A. \tag{5.2}$$

Ces régressions, agrandies à la figure 5.3 permettent de quantifier l'effet d'une différence dans les propriétés magnétiques de l'échantillon sur la réponse de la sonde. Par exemple, la mesure attendue par la sonde pour une tige de 30 mm^2 d'acier 4140 serait de -907 μT. Si l'alliage est inconnu et que la sonde a été calibré selon la régression de l'acier 1018 plutôt que celle de l'acier 4140, cette réponse de -907 μT serait alors interprétée comme une section de 28,5 mm^2. C'est donc 5% d'erreur sur la mesure de section qui serait commise dans cette situation, d'où l'importance de tenir compte des propriétés de l'acier utilisé lors de la calibration.

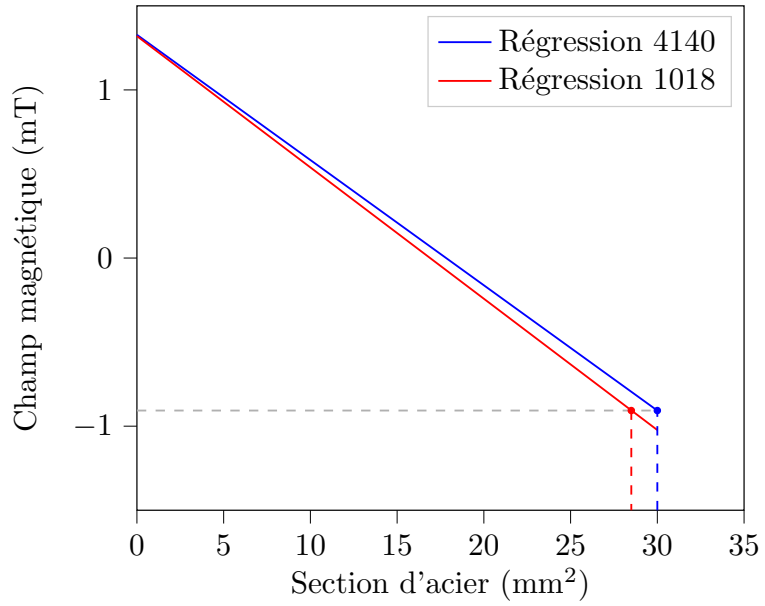


FIGURE 5.3 Comparaison des régressions linéaires pour la réponse de la sonde de 64 mm de diamètre en fonction de la section d'acier pour deux alliages.

Pour les grandes sections d'acier, le champ magnétique mesuré par la sonde varie de moins en moins avec la section. De plus, la réponse de la sonde est plus sensible à un réarrangement des tiges, c'est-à-dire à un échange des tiges se trouvant au centre du paquet avec celles se trouvant en périphérie. Cela se traduit par une plus grande dispersion verticale des points expérimentaux dans cette région non-linéaire (voir figure 5.2b). De faibles pertes de section sur des grandes sections seraient donc plus difficiles à évaluer avec précision à partir de ces données.

5.2.2 Sonde de 34 mm de diamètre

Pour la sonde d'un diamètre de 34 mm, deux positions de capteurs ont été utilisées pour étudier deux plages de section d'acier. Les résultats pour les petits câbles, soit 0 à 40 mm^2 de section, sont présentés à la figure 5.4, alors que les résultats pour les plus gros câbles, soit 21 à 70 mm^2 de section, sont présentés à la figure 5.5. En réduisant le diamètre de la sonde, la réponse en fonction de la section d'acier devient presque linéaire sur toute la plage étudiée, alors que la réponse en fonction du rayon effectif reste non-linéaire. C'est donc la réponse en fonction de la section qui sera utilisée.

Pour les échantillons de petite section (voir figure 5.4b), les régressions linéaires pour chaque alliage sont :

$$B_{4140} = 1,911 - 0,0966A, \tag{5.3}$$

$$B_{1018} = 1,920 - 0,1036A. \tag{5.4}$$

Les incertitudes-types sont de 3×10^{-4} μT/mm^2 sur les pentes et de 7×10^{-3} mT sur les ordonnées à l'origine.

Pour comparer l'impact des propriétés de l'acier dans ce diamètre de sonde avec son impact dans la sonde de 64 mm, l'erreur de mesure sur la même tige fictive de 30 mm^2 de section d'acier 4140 est calculée. La réponse de cette tige serait de -987 μT. Pour une sonde calibrée selon la régression de l'acier 1018, cette réponse correspond plutôt à une section de 28,1 mm^2. C'est donc cette fois 6,5% d'erreur sur la mesure d'une section de 30 mm^2 qui serait causée par la différence d'alliage. C'est plus élevé que pour la sonde de 64 mm.

Pour les plus grands câbles, soit 21 à 70 mm^2(voir figure 5.5), seul l'alliage 4140 a été étudié puisque le nombre d'échantillons disponibles pour l'alliage 1018 n'était pas suffisant pour obtenir ces plus grandes sections d'acier. La régression linéaire pour ces points a une pente de $-93,8$ μT/mm^2 et une ordonnée à l'origine de 3,995 mT avec des incertitudes-types de 0,4

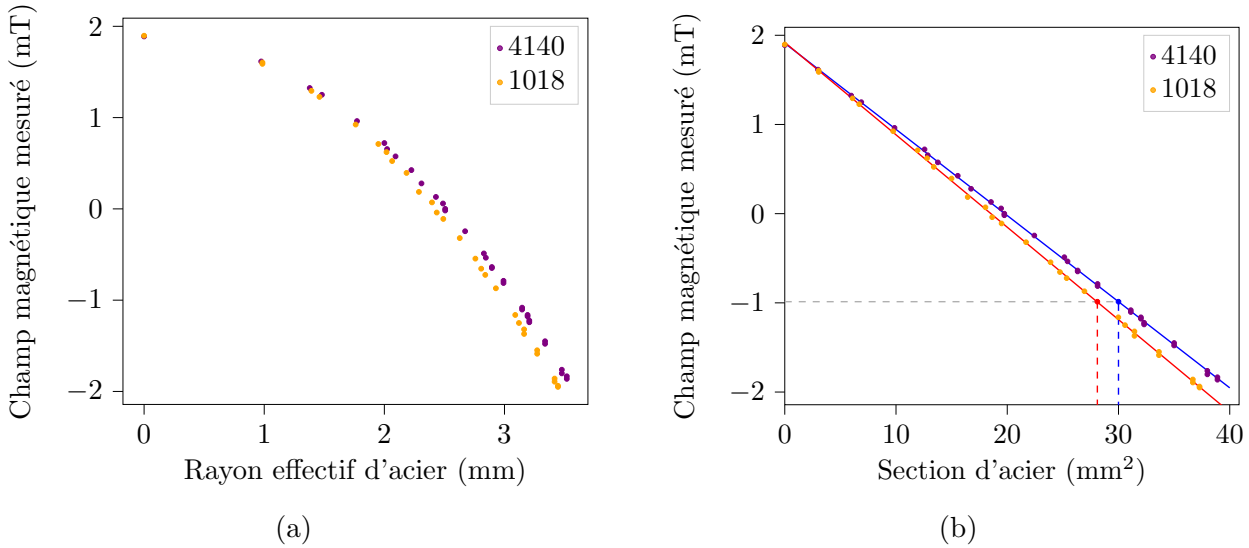


FIGURE 5.4 Réponse de la sonde de 34 mm de diamètre avec capteurs en position « petits câbles » pour deux alliages d'acier en fonction (a) du rayon effectif d'acier et (b) de la section d'acier.

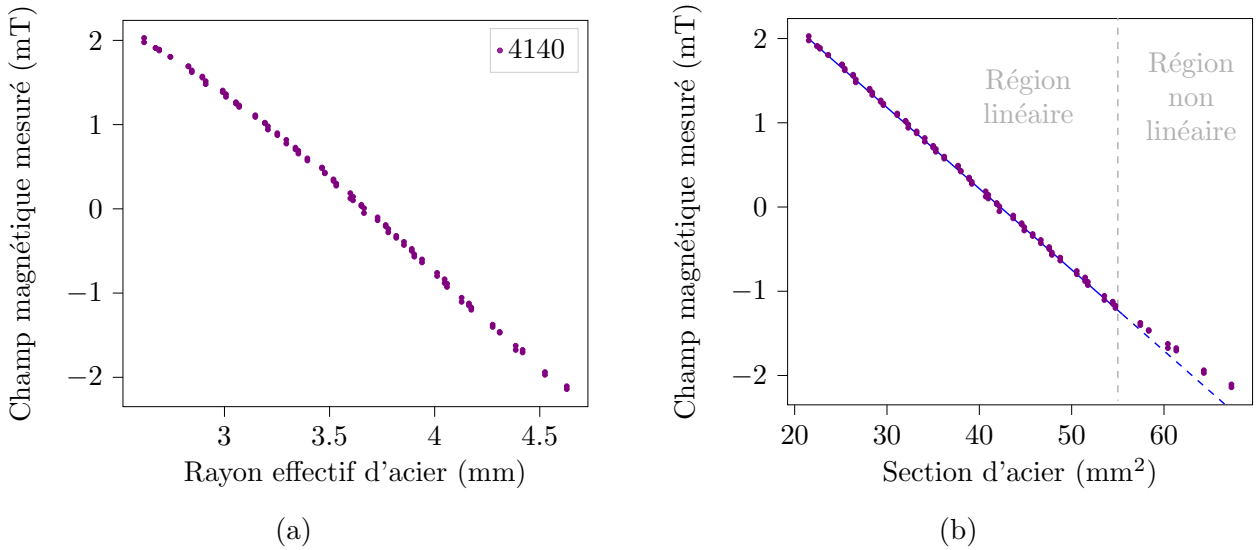


FIGURE 5.5 Réponse de la sonde de 34 mm de diamètre avec capteurs en position « gros câbles » pour deux alliages d'acier en fonction (a) du rayon effectif d'acier et (b) de la section d'acier.

et 0,016 respectivement. La pente est légèrement plus faible que celle obtenue pour les plus petites sections. Or, en excluant les points correspondant à des sections de plus de 55 mm^2, la pente de la régression devient $-96,3$ μT/mm^2 avec une incertitude-type de 0,25, ce qui se rapproche beaucoup de la pente pour les faibles sections ($-96,6$ μT/mm^2). Il semble donc y avoir une perte de la linéarité pour les plus grandes sections comme pour la sonde de 64 mm, mais ce régime non linéaire apparait seulement autour de 55 mm^2 de section plutôt que 30 mm^2.

Bref, dans les travaux précédents, une relation linéaire entre la réponse de la sonde d'un diamètre de 90 mm et le rayon effectif d'acier avait été observée. Cependant, les présents travaux montrent que pour des diamètres de sonde plus faibles, cette linéarité disparait. Pour une sonde de 64 mm, la réponse de la sonde est linéaire en fonction de la section, mais seulement pour de petites sections, soit jusqu'à environ 30 mm^2. Pour un diamètre de sonde de 34 mm, la linéarité en fonction de la section s'observe sur presque toute la plage étudiée, soit jusqu'à 70 mm^2, mais une petite déviation semble apparaitre au-delà de 55 mm^2.

5.3 Mesures avec une sonde commerciale

L'IREQ dispose d'une sonde INTROS de la compagnie INTRON, présentée à la figure 5.6. Celle-ci mesure la perte de section d'acier sous forme de pourcentage. Une perte de 0% correspond à un câble intact, alors qu'une perte de 100% correspond à l'absence de câble. La nouvelle sonde doit permettre de réaliser des mesures d'une qualité comparable à la sonde INTROS, tout en permettant un déploiement par drone, ce que la sonde commerciale ne permet pas étant donné son poids élevé et son mécanisme de verrouillage.

La réponse de la sonde INTROS en fonction de la section d'acier a donc été mesurée pour les tiges d'acier 4140 et 1018 pour servir de point de comparaison aux tests effectués sur la nouvelle sonde. La sonde a d'abord été calibrée à vide (100% de perte de section) et avec l'ensemble des tiges de l'alliage 4140 d'une section totale de 67,3 mm^2 (0% de perte de section). Les pourcentages de pertes sont donc des pourcentages relatifs à cette section de référence.

Pour chaque alliage, la réponse a ensuite été mesurée en retirant progressivement des tiges. Les résultats de ces tests sont présentés à la figure 5.7. Les équations des régressions linéaires pour ces données sont :

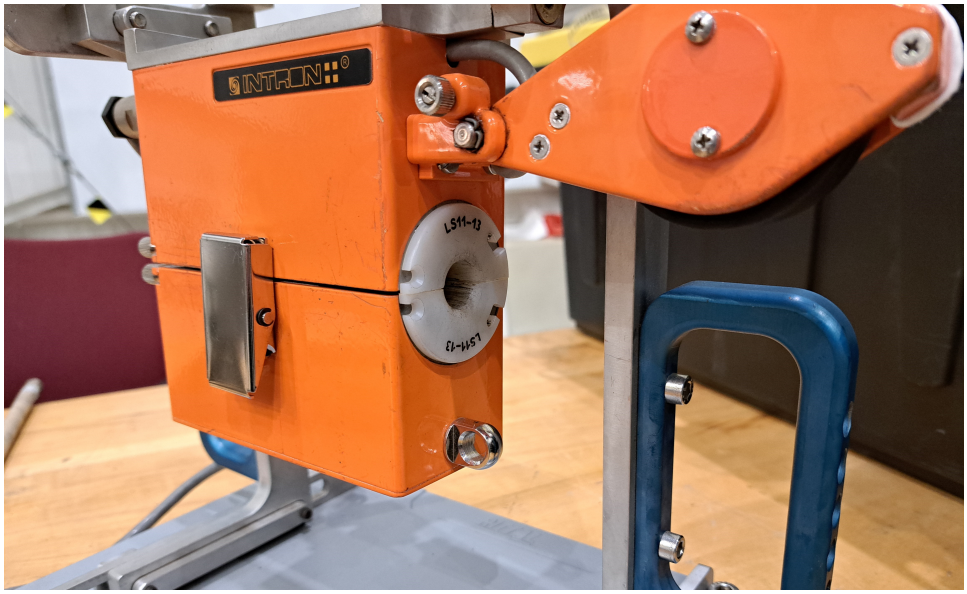


FIGURE 5.6 Sonde commerciale INTROS de la compagnie INTRON.

$$Perte_{4140}(\%) = 101,0 - 1,482A, \tag{5.5}$$

$$Perte_{1018}(\%) = 100,4 - 1,557A. \tag{5.6}$$

avec une incertitude-type de 0,009 sur les pentes et de 0,35 pour l'ordonnée à l'origine du 4140 et 0,21 pour celle de l'alliage 1018.

Pour la nouvelle sonde proposée, l'impact du changement d'alliage a été évalué sur une section de 30 mm^2, puisque cette section se trouvait dans le régime linéaire pour les deux diamètres de sonde. L'erreur résultant d'une calibration par le mauvais alliage est donc à nouveau évaluée pour 30 mm^2 d'acier pour la sonde INTROS. Une section de 30 mm^2 correspond à une perte réelle de 55,4% par rapport à la section de référence de 67,3 mm^2. Selon la régression calculée, une section de 30 mm^2 d'acier 1018 donne plutôt une perte de 53,7% mesurée par la sonde INTROS lorsque celle-ci est calibrée par rapport à des échantillons d'acier 4140. Autrement dit, la section résiduelle annoncée par la sonde serait de 46,3% de la section de référence, ou 31,2 mm^2. Cette erreur de 1,2 mm^2 dans l'évaluation de la section est un peu plus faible que pour la nouvelle sonde proposée, mais du même ordre de grandeur.

En outre, en extrapolant la régression pour l'acier 1018, une section égale à la section de référence, soit 67,3 mm^2, donnerait une perte de section de -4,4%. Le signe négatif à la perte de section indique donc un gain mesuré de 4,4% de section. La section de 67,3 mm^2 était

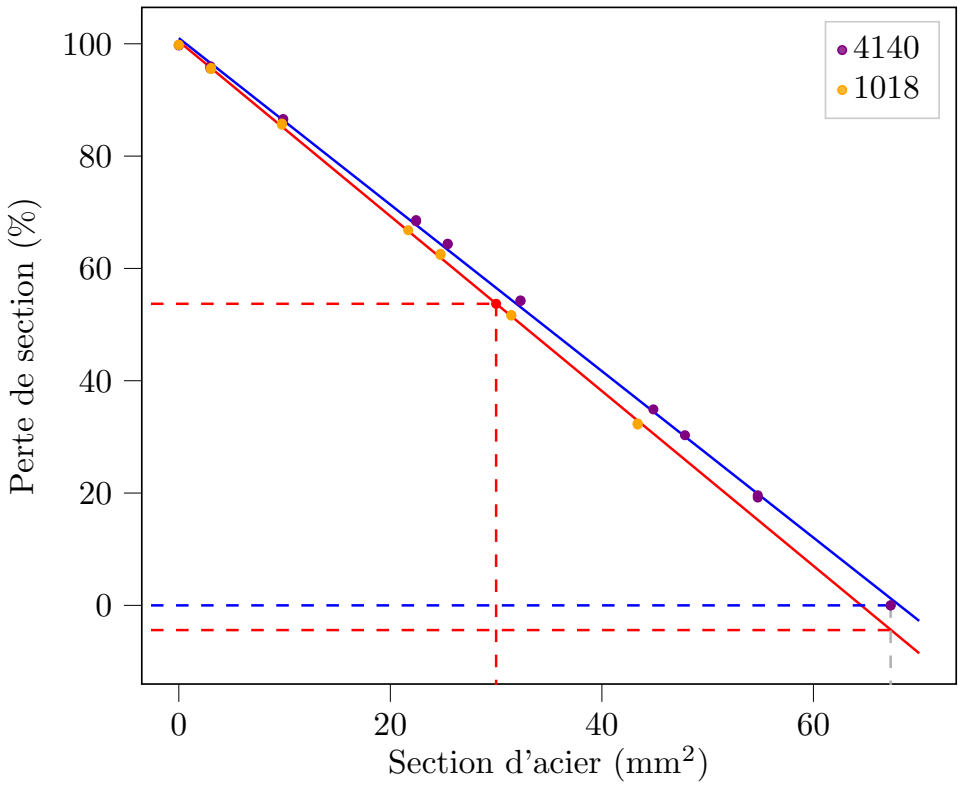


FIGURE 5.7 Pourcentage de perte de section mesuré par la sonde INTROS en fonction de la section d'acier pour différents alliages. La calibration du 0% de pertes est réalisée sur 67,3 mm^2 d'acier 4140.

pourtant la valeur utilisée comme point de calibration pour 0% de perte. Cependant, c'est de l'acier 4140 et non 1018 qui a servi à la calibration. Changer le type d'acier entre la calibration et la mesure a donc aussi un effet dans la sonde INTROS.

5.4 Comparaison des résultats de la nouvelle sonde proposée et de la sonde commerciale

La réponse de la sonde INTROS en fonction de la section d'acier est plus linéaire que la réponse de la nouvelle sonde proposée. La nouvelle sonde proposée a une réponse très linéaire pour des petites sections d'acier seulement. La limite de la région linéaire dépend du diamètre de la sonde : 30 mm^2 pour la sonde de 64 mm de diamètre et 55 mm^2 pour la sonde de 34 mm de diamètre.

En comparant les régimes linéaires de chaque sonde, l'erreur due à une calibration selon le mauvais alliage a été calculée pour une section de 30 mm^2 dans chaque cas. Pour la sonde de 64 mm, l'erreur d'évaluation de la section est de 1,5 mm^2. Cette erreur est de 1,9 mm^2 pour la

sonde de 34 mm et de 1,2 mm^2 pour la sonde INTROS. L'effet d'une variation des propriétés magnétiques des échantillons, par le choix d'alliage, a donc le même ordre de grandeur dans les trois cas.

CHAPITRE 6 AMÉLIORATIONS AU MODÈLE NUMÉRIQUE DE LA SONDE MAGNÉTIQUE

Tel que détaillé au chapitre 3, deux aspects du modèle numérique de la sonde auraient avantage à être améliorés. D'abord, la précision des résultats dans la zone de champ nul doit atteindre la dizaine de μT. Dans un modèle par éléments finis en 3 dimensions, cette précision semblait difficile à atteindre même avec un maillage fin. Le temps de calcul devenait rapidement élevé. Différentes modifications au type de modèle ont donc été testées pour tenter d'améliorer la précision des résultats sans trop impacter le temps de calcul. Ensuite, les paramètres qui définissent les propriétés des différents matériaux de la sonde n'avaient pas été validés expérimentalement avant le présent projet. La caractérisation des propriétés magnétiques des matériaux présentées au chapitre 4 permettent d'ajuster les valeurs des paramètres du modèle pour mieux représenter les différents matériaux utilisés.

6.1 Modèle par éléments finis de référence

Le modèle de référence est celui décrit à la section 2.3.3 (figure 2.6), mais avec des dimensions ajustées pour représenter les prototypes de sonde de 64 mm et 34 mm de diamètre. Il s'agit d'un modèle par éléments finis (FEM) avec la physique « champs magnétiques, courants nuls » dans COMSOL Multiphysics. Les aimants sont modélisés par un champ rémanent spécifié par le fabricant de $B_r = 1,215$ T et une perméabilité de recul de 1,05. L'acier du noyau des dipôles est simulé avec une perméabilité relative de 1560, et les échantillons, avec une perméabilité relative de 80. De plus, les échantillons sont modélisés par une seule tige cylindrique dont le rayon varie. Les capteurs sont représentés par une zone d'air avec un maillage très fin. Le champ magnétique dans la direction de mesure est moyenné sur le volume de cette zone de 4 mm×4 mm×0,8 mm pour simuler la valeur qui serait mesurée par le capteur. Enfin, une condition de potentiel scalaire magnétique nul est appliqué sur la frontière externe du volume d'air englobant la sonde. Ce volume d'air est un cylindre de 1,75 m de long et de 0,5 m de rayon. La condition de potentiel nul est préférée à la condition d'isolation magnétique, car elle permet d'éviter des problèmes de convergence.

Le modèle résout pour environ 3 millions de degrés de libertés et une solution prend autour d'une minute à être calculée. Des diamètres de tige de 1 à 20 mm ont été simulés pour comparer les résultats de simulation aux mesures expérimentales de la section précédente. Un pas de 1 mm est utilisé pour les incréments de diamètre entre chaque simulation. La figure 6.1 présente les résultats de cette simulation de la réponse de la sonde en fonction de

la section d'acier de la tige à l'intérieur.

6.2 Comparaison des modèles par éléments frontières et par éléments finis

6.2.1 Différences entre les deux approches

Un modèle par éléments finis en trois dimensions subdivise les objets en petits éléments volumiques. Les équations différentielles sont ensuite résolues pour chaque élément. L'approche des éléments frontières résout plutôt les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Ainsi, seules les valeurs sur les frontières interviennent. Cette approche requiert donc uniquement une discrétisation des surfaces. Les valeurs peuvent ensuite être calculées n'importe où dans le volume à partir des solutions sur les frontières grâce à des fonctions de Green. Il n'est alors pas nécessaire de simuler le volume d'air entourant la sonde, mais seulement la sonde elle-même. Ainsi, il devient généralement avantageux d'utiliser une modélisation par éléments frontières plutôt que par éléments finis pour des modèles incluant un grand volume d'air [32].

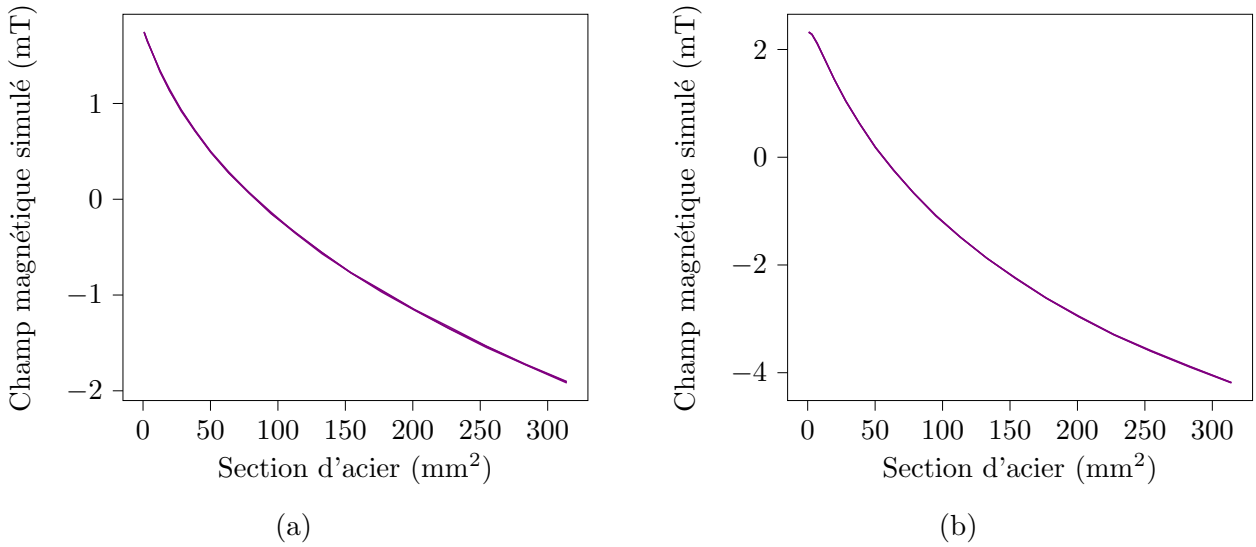


FIGURE 6.1 Réponse simulée de la sonde en fonction de la section d'acier pour la sonde large (a) et la sonde étroite (b).

6.2.2 Résultats du modèle éléments frontières

Le modèle par éléments frontières utilisé résout pour environ 67000 degrés de liberté. Une solution prend approximativement 4 minutes à être calculée. Il ne semble donc pas que cette approche permette de diminuer le temps de simulation, même si le nombre de degrés de libertés du modèle est beaucoup plus faible.

De plus, les résultats obtenus avec ce modèle diffèrent des résultats obtenus avec le modèle par éléments finis. La figure 6.2 montre une comparaison des réponses simulées par les deux modèles. Cet écart ressemble à ce qui se produirait si le capteur était légèrement décalé entre les deux modèles, puisqu'un déplacement du capteur décale la réponse de la sonde. Pourtant, le capteur est positionné exactement au même endroit dans les deux modèles.

Différentes tailles de maillage et différentes façons de créer les maillages ont été testées sur les deux modèles, mais aucune des tentatives n'a permis de faire disparaitre cet écart. Il n'est donc pas possible de conclure qu'un modèle est meilleur que l'autre pour la qualité de ses résultats. Puisque le modèle par éléments finis restait plus rapide, l'approche des éléments frontières a été laissé de côté.

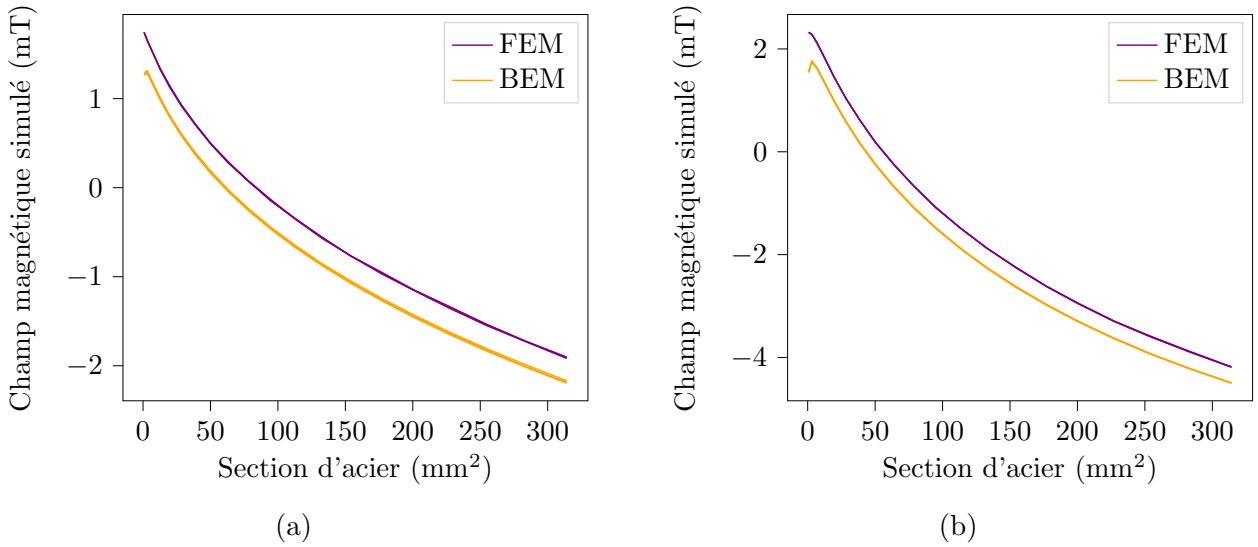


FIGURE 6.2 Comparaison des réponses simulées par le modèle par éléments finis (FEM) et le modèle par éléments frontières (BEM) pour la sonde large (a) et la sonde étroite (b).

6.3 Modèles simplifiés

Un modèle 3D de la géométrie complète est nécessaire pour simuler certains comportements, par exemple l'effet d'un décentrement du câble sur la réponse de la sonde. Cependant, il existe plusieurs autres cas où le modèle présente des symétries qui peuvent être exploitées pour réduire le nombre d'éléments, et donc accélérer la simulation.

6.3.1 Découpage du modèle avec des plans de symétrie

Lorsque le câble est centré dans la sonde, un secteur de 60° suffit à représenter la sonde entière en appliquant des conditions de symétrie. Ce secteur est obtenu en coupant la sonde par trois plans de symétrie, chacun passant au centre d'un des dipôles. Seul un des sixièmes ainsi découpés est conservé (voir figure 6.3). Le modèle pourrait être réduit encore plus en ajoutant un plan d'anti-symétrie qui coupe la sonde en deux sur sa longueur, mais cela n'a pas été implémenté pour l'instant.

Une autre simplification apportée au modèle est la façon de représenter le capteur. La zone de maillage fin est remplacée par un point situé en son centre. La valeur de champ en ce point est considérée être la mesure du capteur.

Le modèle comportant seulement un sixième de la géométrie calcule une solution en 5 secondes, avec approximativement 65000 degrés de libertés. Ces simulations sont donc 20 fois

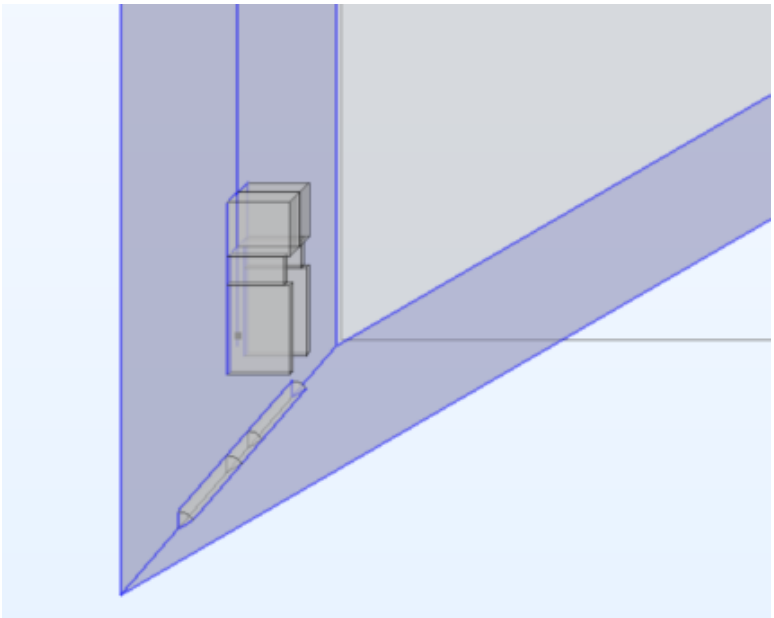


FIGURE 6.3 Modèle de la sonde simplifié par deux plans de symétrie (en mauve).

plus rapides que celles avec le modèle de référence. En outre, les résultats obtenus avec ce modèle se superposent bien avec les résultats obtenus pour le modèle de référence comprenant l'entièreté de la géométrie.

6.3.2 Approximation axisymétrique

Pour simplifier encore plus les simulations, des tests sur un modèle axisymétrique ont été effectués. Ce modèle est une approximation de la sonde, contrairement au modèle précédent qui permettait de reproduire la géométrie réelle avec les plans de symétrie. Un modèle axisymétrique est normalement utilisé pour des géométries qui peuvent être obtenues par la révolution d'une figure plane autour d'un axe. Ce n'est pas exactement le cas de la sonde. Dans le modèle axisymétrique, la sonde serait composée d'un seul dipôle qui fait le tour de l'échantillon. Le but est de déterminer si ces simulations, qui se calculent en moins d'une seconde, peuvent permettre d'obtenir des approximations fiables de certains comportements.

Les six aimants de section carrée deviennent deux aimants en forme d'anneaux, comme si, de chaque côté, les trois aimants avaient été reliés par d'autres aimants pour fermer la boucle. À chaque bout, la section totale d'aimants passe donc de 3 fois 20×20 mm^2 à une surface cylindrique de 20 mm de large multiplié par la circonférence de la sonde à la hauteur des aimants. Puisque le flux fourni par les aimants dans la simulation est déterminée par leur densité de flux magnétique rémanent B_r, il faudra corriger la valeur du paramètre pour que le

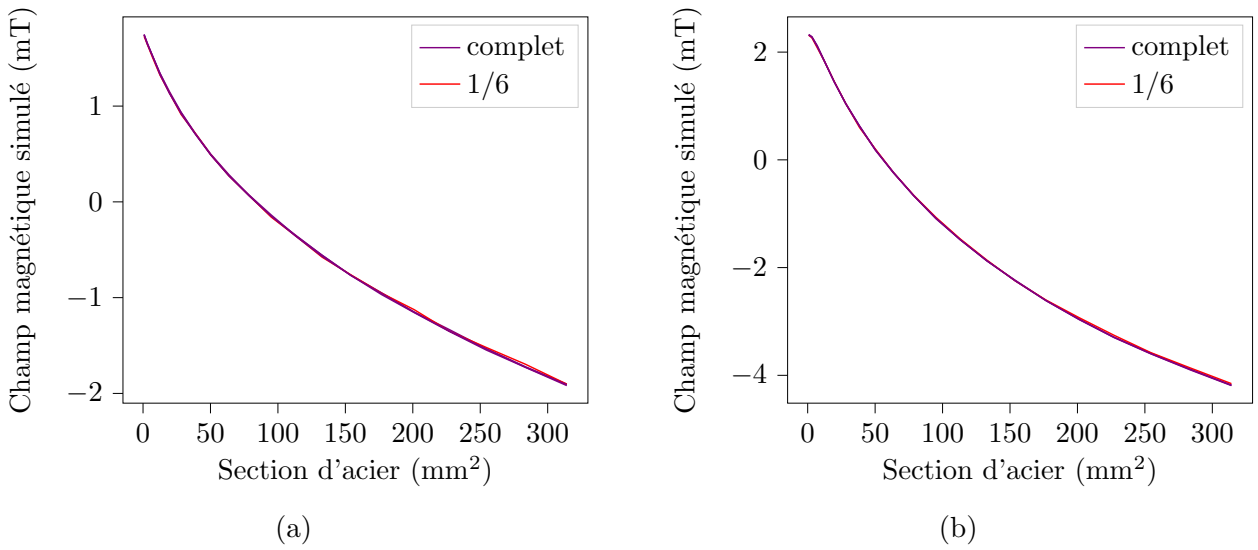


FIGURE 6.4 Comparaison entre le modèle complet et le modèle comprenant seulement 1/6 de la géométrie pour la sonde large (a) et la sonde étroite (b).

flux total produit par la sonde reste réaliste malgré le changement de section. Ces simulations ont été réalisées pour l'ancien diamètre de sonde, soit 90 mm. Le rayon moyen des aimants est donc de 53,5 mm, ce qui donne un ratio des sections d'environ 0,2. Il est donc attendu que le modèle axisymétrique devra considérer des aimants avec une valeur de B_r correspondant à environ 20% de celle du modèle 3D.

La valeur exacte du ratio est déterminée en comparant la densité de flux magnétique dans les tiges pour le modèle 3D et pour le modèle axisymétrique. Il faut en effet que la sonde produise le même effet sur les échantillons. Plusieurs valeurs de ratio ont été testées dans le modèle axisymétrique pour trois diamètres de tiges, soit 1 mm, 8 mm et 15 mm. Cette comparaison est présentée à la figure 6.5. Le ratio qui permet le mieux de reproduire les résultats du modèle 3D se situe entre 0,28 et 0,29, selon le diamètre de tige simulé. Puisque le ratio idéal n'est pas constant selon le diamètre de tige, des simulations pour établir la réponse de la sonde pour différentes tailles de tige seraient erronées pour certains diamètres en fixant un ratio.

Par ailleurs, le point de champ nul ne se trouve pas tout à fait au même endroit dans la simulation axisymétrique en comparaison aux simulations 3D. En plaçant le capteur à la position de champ nul du modèle 3D, la simulation axisymétrique calcule un champ au capteur 3 mT plus faible. Ainsi, alors que la simulation 3D calcule des champs de -1,9 mT à 0,3 mT pour une position de capteur donnée et différents diamètres de tige, la simulation axisymétrique calcule des champs de -4,5 mT à -2,9 mT.

Le modèle axisymétrique est donc fonctionnel, mais approximatif. Étant donné que les simulations 3D avec 1/6 de la géométrie sont assez rapides sans besoin d'approximation, il ne semble pas souhaitable d'utiliser les simulations axisymétriques dans la majorité des cas. Le gain de temps des simulations axisymétriques deviendrait seulement considérable si un très grand nombre de paramètres doivent être évalués. Puisque la différence de temps de calcul est de l'ordre de 4 s par simulation, il faudrait 900 simulations pour sauver 1h de temps de calcul.

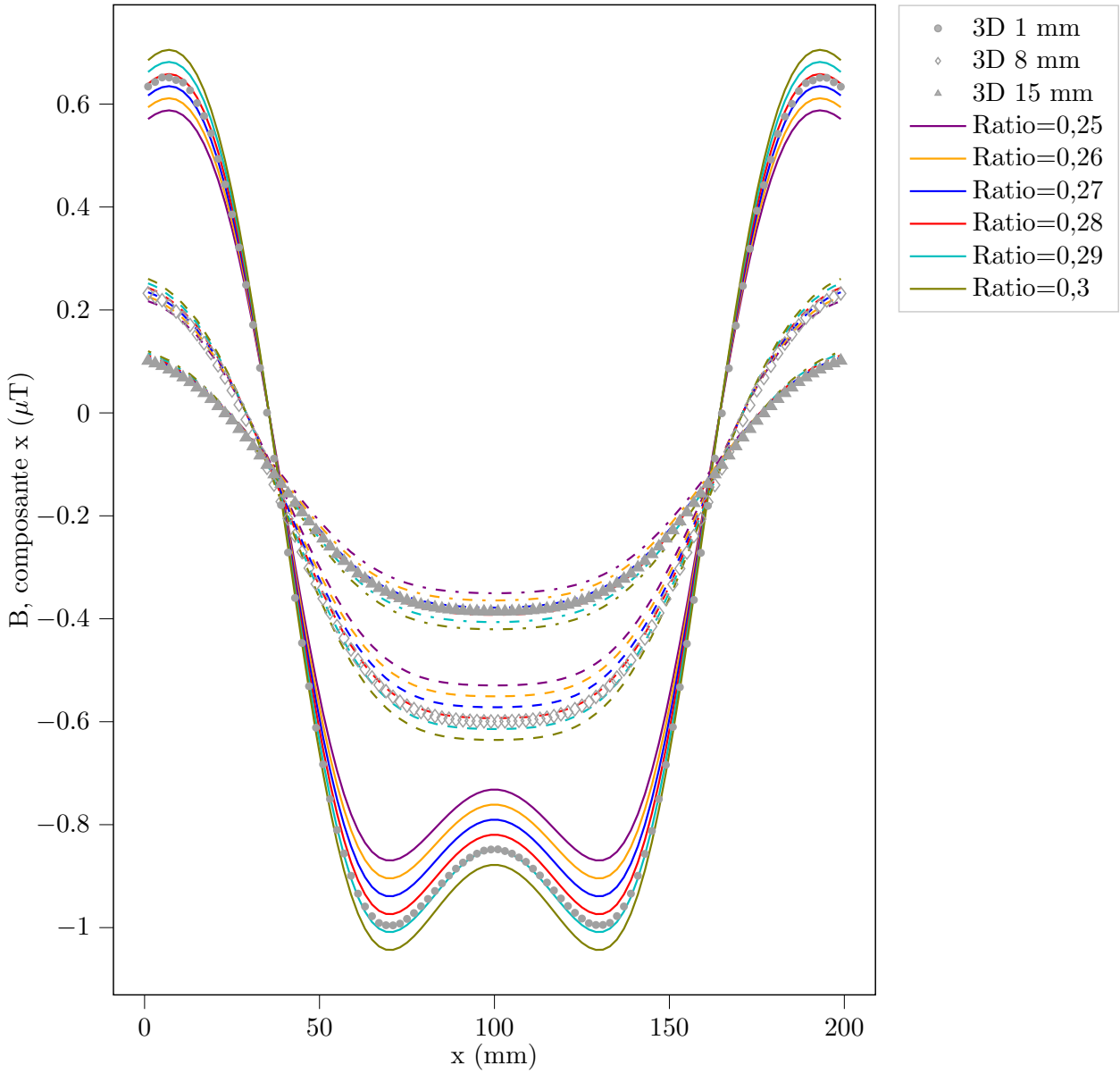


FIGURE 6.5 Comparaison des densités de flux magnétique B dans la direction x au centre des tiges simulées par les modèles 3D et axisymétrique pour identifier le meilleur ratio de champ rémanent des aimants.

6.4 Améliorations des modèles grâce à la caractérisation des matériaux

Trois matériaux sont modélisés : l'acier des tiges échantillon, l'acier au silicium des lamelles ainsi que les aimants. Les résultats expérimentaux de la section 4 permettent de modéliser l'acier au silicium et l'acier des échantillons avec des propriétés plus représentatives de la réalité. De plus, d'autres validations expérimentales présentées dans cette section permettent de vérifier les paramètres des aimants. Pour les matériaux de la sonde, les améliorations proposées visent uniquement à choisir de meilleures valeurs de paramètres. Pour l'acier des échantillons, le modèle amélioré évalue l'utilisation d'une relation $B(H)$ non linéaire en remplacement du paramètre de perméabilité relative.

6.4.1 Propriétés des tiges d'acier

Dans le modèle de référence, les échantillons sont modélisés par une perméabilité relative de 80. Cela signifie que le matériau est supposé linéaire. Or, les expériences montrent que le comportement des échantillons n'est pas linéaire et qu'il y a plutôt une saturation magnétique. Un modèle qui définit le matériau des tiges à partir d'une courbe $B(H)$ de première aimantation plutôt que d'une perméabilité a donc été développé. Dans un premier temps, l'acier linéaire a simplement été remplacé par un acier bas-carbone non-linéaire pré-défini dans le logiciel COMSOL, soit le 1018.

La réponse de la sonde en fonction de la section d'acier a été simulée pour ce matériau pour les deux diamètres de sonde. Ces résultats sont présentés à la figure 6.6 et comparés aux résultats du modèle de référence. Pour la sonde large, les points expérimentaux pour l'acier 4140 ont aussi été ajoutés au graphique à titre indicatif. Bien que la courbe $B(H)$ utilisée dans COMSOL représente l'acier 1018, ce sont les point expérimentaux de l'alliage 4140 qui sont présentés, car ils sont plus nombreux et l'écart entre les deux alliages est plutôt faible à cette échelle (voir figure 5.2b). Les points expérimentaux ont été décalés verticalement pour corriger que le fait que les capteurs ne sont pas situés exactement au même endroit dans la simulation et dans les tests expérimentaux. Le décalage correspond à l'écart entre les valeurs expérimentales et simulées pour la sonde vide. La simulation avec la courbe $B(H)$ est beaucoup plus proche des résultats expérimentaux que la simulation avec $\mu_r = 80$. La pente à l'origine de la réponse de la sonde pour cette simulation est de -73,7 μT/mm^2, alors que les pentes expérimentales étaient de -74,5 et -78,1 pour les alliages de 4140 et 1018 respectivement. Toutefois, il reste un écart entre ce modèle et les résultats expérimentaux quand la section augmente.

Pour la sonde de petit diamètre, la pente initiale pour les simulations avec la courbe $B(H)$

est de -92,3 μT/mm^2, alors qu'elle est de -20,1 pour la simulation de référence. Les pentes expérimentales étaient de -96,6 et -103,6 pour les alliages de 4140 et 1018 respectivement.

Des simulations supplémentaires avec différentes valeurs de courbes $B(H)$ ont été effectués sur le modèle de la sonde large. Deux courbes $B(H)$ provenant des mesures expérimentales ont été utlisées : la courbe à trois paramètres pour l'acier 4140 et la courbe reconstruite par intégrale pour ce même acier. Il s'agit des deux premières courbes de la figure 4.22. Les résultats de simulation pour ces courbes sont également présentées à la figure 6.6. Il est à noter que les résultats pour la courbe $B(H)$ obtenue par intégration sont très près des résultats obtenus avec le modèle de référence pour $\mu_r = 80$. De même, une perméabilité relative de 200 permet d'obtenir des résultats de simulation rapprochés des résultats obtenus pour la courbe $B(H)$ à trois paramètres.

Bref, l'utilisation d'une courbe $B(H)$ plutôt que d'une perméabilité relative pour définir le matériau des échantillons ne semble pas avoir un grand impact sur les résultats de simulation. Cependant, la valeur de perméabilité relative qui permet de bien représenter les résultats expérimentaux est plus élevée que la valeur utilisée dans le modèle de référence. De plus, la courbe $B(H)$ disponible dans les matériaux pré-définis de COMSOL représente mieux les tiges utilisées que les courbes obtenues expérimentalement.

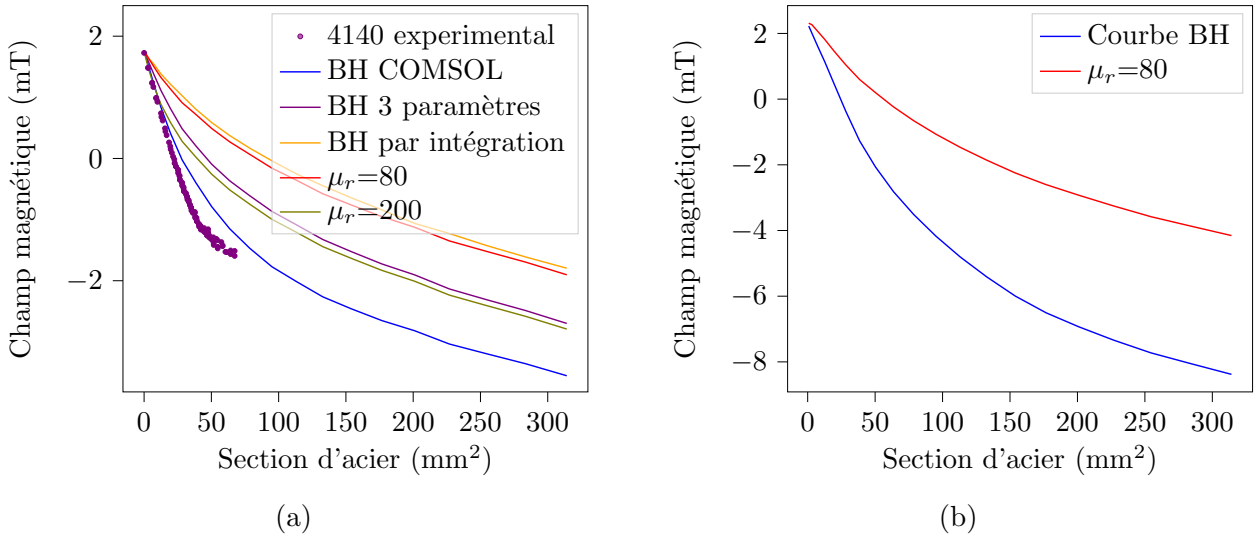


FIGURE 6.6 Réponses de la sonde en fonction de la section d'acier pour une modélisation de la courbe $B(H)$ des échantillons dans la sonde large (a) et la sonde étroite (b).

6.4.2 Propriétés des lamelles

La perméabilité mesurée expérimentalement pour les lamelles est de 19300, alors que les simulations étaient auparavant réalisées avec une valeur estimée de 1560. L'effet de ce changement de valeur sur les résultats de simulation est présenté à la figure 6.7. L'écart entre les résultats augmente avec la section d'acier de l'échantillon. Cet écart est maximal pour la plus large tige simulée, soit 20 mm de diamètre. L'écart entre les résultats des deux modèles vaut alors 47 μT, ce qui correspond à 1,2% de la plage dynamique des capteurs. La valeur de la perméabilité des lamelles a donc un impact assez faible sur les résultats, en comparaison avec l'impact de la perméabilité des échantillons.

6.4.3 Propriétés des aimants permanents

Les paramètres utilisés dans le modèle de référence pour les aimants sont leur densité de flux rémanent B_r=1,215 T et leur perméabilité de recul μ_{rec}=1,05. Pour les valider expérimentalement, des aimants ont été caractérisés à l'aide d'un montage d'imageur de champ, développé dans le cadre d'autres projets du laboratoire de supraconductivité et magnétisme de Polytechnique Montréal [30]. Cet appareil est composé d'un capteur à effet hall THS119 et d'un cadre d'imprimante 3D. Le capteur est positionné là où la buse d'impression se trouverait dans une imprimante 3D. En déposant un échantillon sur le plateau de l'imprimante, il est possible d'effectuer des déplacements verticaux de l'échantillon (en z) et des déplace-

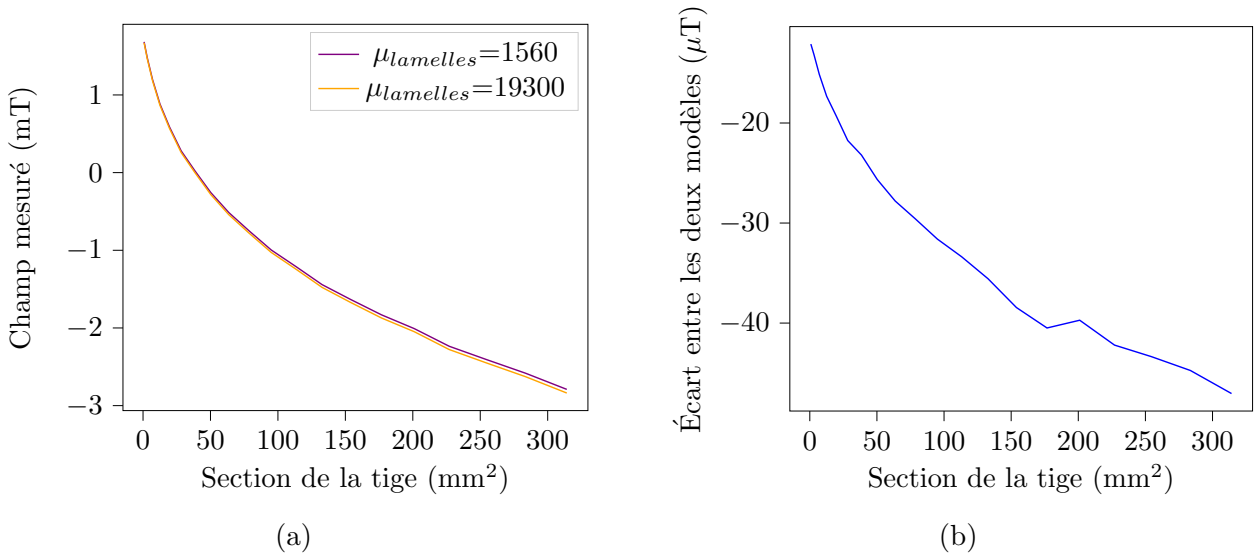


FIGURE 6.7 Effet de la valeur de la perméabilité des lamelles du noyau des dipôles dans le modèle de sonde large.

ments horizontaux du capteur (en x et y) afin de visualiser le champ magnétique en 3D dans l'espace autour de l'échantillon.

À l'aide de ce montage, le champ magnétique dans l'axe z a été mesuré au centre de l'aimant pour différentes hauteurs z de l'échantillon. Ces mesures sont présentées à la figure 6.8. La première mesure s'est prise avec 0,5 mm d'espace entre le boitier du capteur et l'aimant. À chaque hauteur, 15 points de mesure équidistants étaient enregistrés sur une grille de 3 mm par 5 mm dans le plan x-y. La moyenne de ces 15 points a ensuite été calculée pour chaque hauteur. L'idée initiale en mesurant une grille de 15 points était d'identifier en post-traitement le centre exact de l'aimant d'après le profil de champ, puis de conserver la valeur de champ pour ce centre. Cependant, le profil de distribution des points variait d'une hauteur à l'autre. La variation de champ sur cette grille est donc du bruit plutôt qu'un effet de l'aimant, car le champ produit par l'aimant est assez homogène en son centre. Pour minimiser l'effet du bruit, les 15 points ont donc plutôt été moyennés.

Pour les mesures présentées à la figure 6.8, une barre d'erreur horizontale correspondant à l'épaisseur du boitier du capteur, soit 1,2 mm, est tracée sur chaque point. Il n'a pas été possible d'évaluer précisément où se trouvait le capteur dans l'épaisseur de 1,2 mm, alors une position centrale est assumée. Le premier point expérimental se trouve donc à une position z de 1,1 mm, correspondant à la somme de l'espacement entre le boitier et l'aimant (0,5 mm) et la demi-épaisseur du boitier (0,6 mm).

Un aimant seul a également été simulé dans COMSOL pour plusieurs couples de paramètres (B_r, μ_{rec}). Le champ magnétique calculé dans l'axe z au-dessus de l'aimant a ensuite été observé. Ces courbes sont comparées aux données expérimentales à la figure 6.8. L'effet des deux paramètres est similaires. En effet, augmenter la perméabilité de 0,05 déplace la courbe entre deux courbes en trait plein, c'est-à-dire deux courbes obtenues avec une perméabilité de 1. La courbe supérieure est obtenue à partir de la même valeur de champ rémanent que la courbe pointillée, alors que la courbe inférieure est obtenue avec un champ rémanent plus faible.

Pour les faibles z, la courbe simulée qui correspond le mieux aux données expérimentales est celle pour $B_r = 1,2$ T et $\mu_{rec} = 1$. À partir de $z = 5$ mm, les points expérimentaux se rapprochent plus des courbes pour $B_r = 1,1$ T, mais l'écart entre les différentes courbes simulées diminue également.

D'après ces premières données, les valeurs des paramètres d'aimants utilisées jusqu'à maintenant pour les simulations ($B_r = 125$ T et $\mu_{rec} = 1,05$) semblent donc être du bon ordre de grandeur. Cependant, la précision requise sur l'évaluation de ces paramètres dépend de l'impact qu'ils ont sur les résultats des simulations de la sonde entière. Pour vérifier l'impact

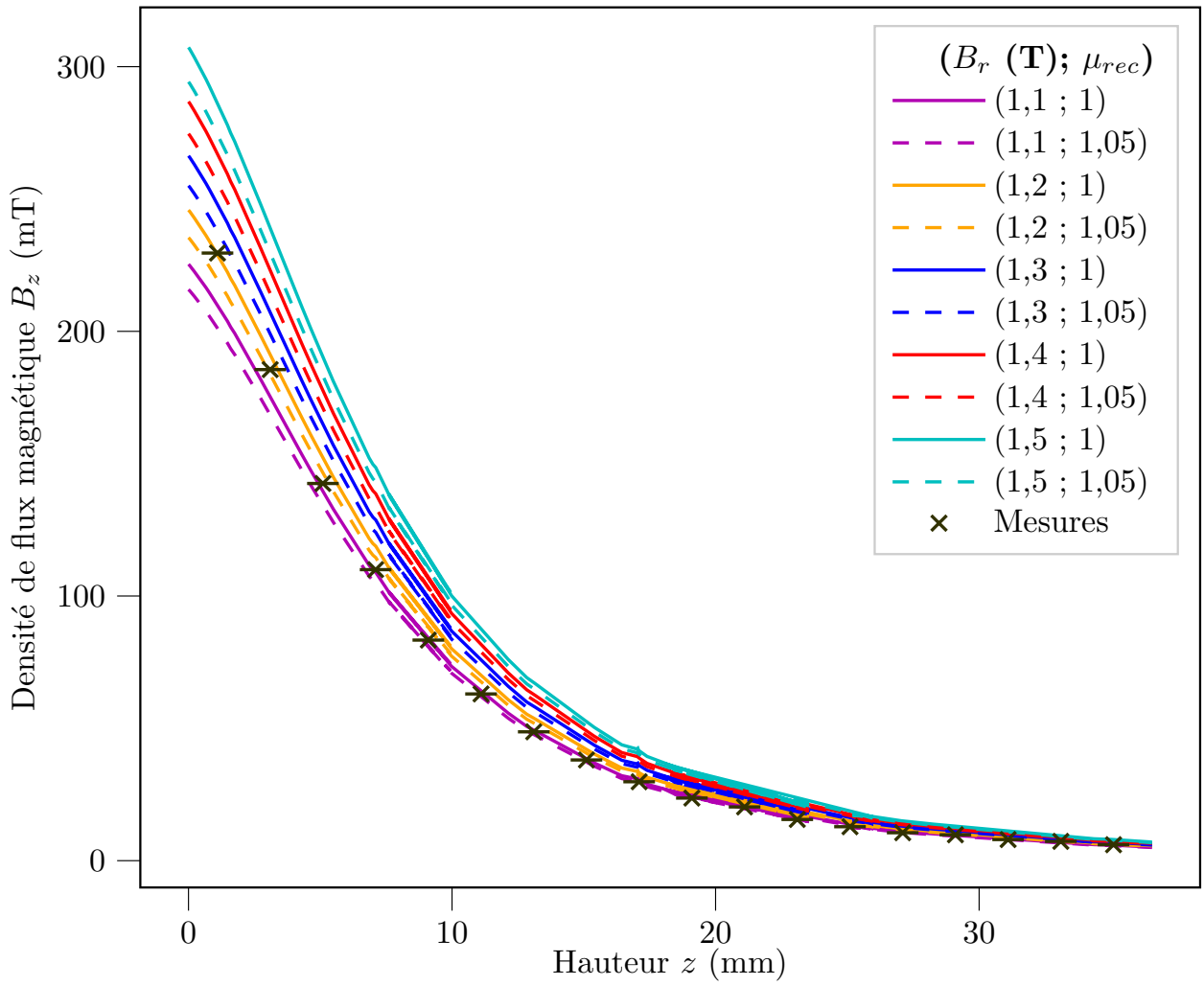


FIGURE 6.8 Densités de flux magnétique B simulées dans la direction z au-dessus d'un aimant pour différents paramètres de simulation et comparaison avec les valeurs expérimentales.

d'une erreur sur le choix de ces valeurs, une simulation pour B_r=1,1 T a été comparée à la simulation de référence (B_r=1,215 T). La figure 6.9 montre la réponse de la sonde en fonction de la section d'acier pour ces deux simulations. Les deux courbes se croisent autour de 50 mm^2 de section. L'écart maximal est atteint pour la section maximale simulée. Il est alors de 0,26 mT, soit 6,5% de la plage dynamique des capteurs.

6.4.4 Discussion sur l'effet des différentes propriétés sur les résultats de simulation

La comparaison des figures 6.6a, 6.7 et 6.9 permet de constater que les propriétés des différents matériaux ont des effets distincts sur la réponse de la sonde. Les propriétés magnétiques des

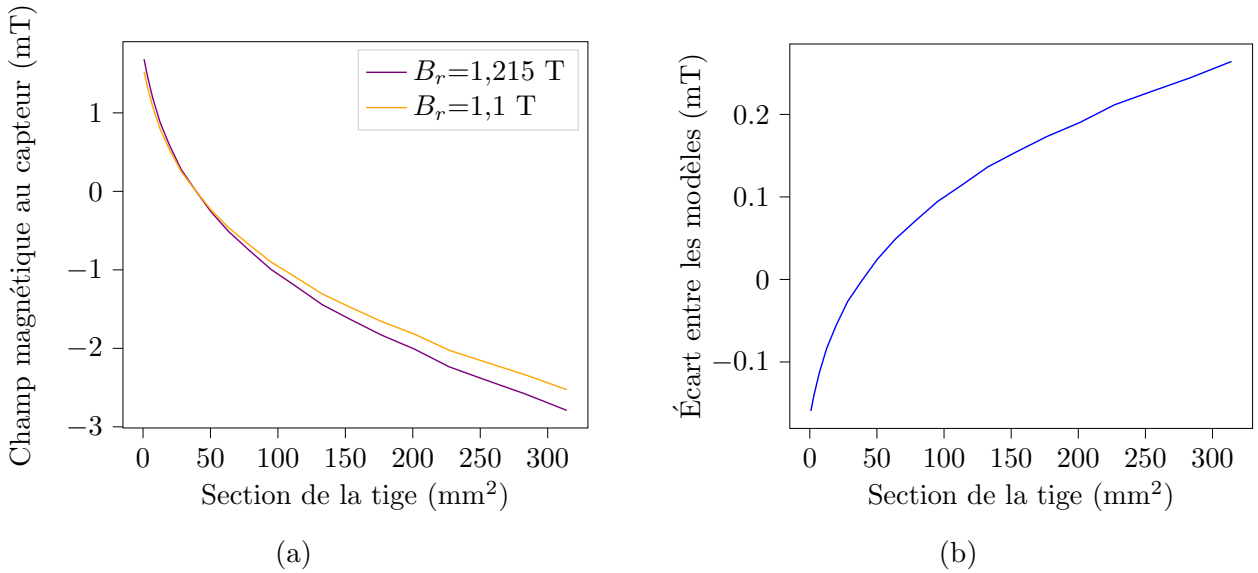


FIGURE 6.9 Effet de la valeur densité de flux rémanente des aimants sur le champ magnétique simulé à l'emplacement du capteur dans le modèle de sonde large.

échantillons ont l'impact le plus important sur la réponse de la sonde. Les courbes du champ magnétique simulé en fonction de la section d'acier des échantillons sont distinctes même pour de très faibles sections d'acier. Les propriétés des aimants ont également un impact sur la forme de la courbe obtenue, mais cet impact est surtout important pour de grandes sections d'acier. Enfin, l'effet de la perméabilité des lamelles d'acier au silicium est négligeable en comparaison des autres propriétés évaluées. Cette propriété pourrait devoir être ajustée pour obtenir une correspondance très précise entre le modèle et les résultats expérimentaux, mais n'a pas un impact significatif sur l'allure globale de la courbe.

Cependant, un écart demeure entre les valeurs expérimentales et les valeurs simulées lorsque les propriétés des matériaux sont ajustées à l'aide des caractérisations expérimentales. Un ajustement combiné des propriétés des aimants et des échantillons dans le modèle pourrait permettre de se rapprocher des données expérimentales, mais il faudrait utiliser une perméabilité d'échantillon plus élevée et un champ rémanent des aimants plus faibles que les valeurs mesurées expérimentalement. Cela suggère qu'il y a au moins un facteur qui n'est pas bien pris en compte dans la simulation. Une différence entre les tests réels et les simulations est la forme des échantillons utilisés. Dans le modèle, une seule tige est simulée pour simplifier le maillage, alors qu'expérimentalement, plusieurs petites tiges sont regroupées pour atteindre la section totale souhaitée. L'hypothèse initiale qui justifiait cette simplification du modèle était que le signal dépend uniquement de la section d'acier, ou du rayon effectif des échan-

tillons. Cela semblait vrai pour de petites tiges. Or, plus les tiges utilisées sont grosses, moins cela est vrai. Ainsi, la sonde mesure sensiblement le même champ magnétique pour quatre tiges de 2 mm de diamètre que pour une tige de 4 mm de diamètre (12,5 mm^2 dans les deux cas). Toutefois, elle mesure des champs différents pour quatre tiges de 4 mm de diamètre et pour une tige de 8 mm de diamètre (50,3 mm^2). Cette différence pourrait donc expliquer l'écart entre les simulations et les données expérimentales.

CHAPITRE 7 CONCLUSION

7.1 Synthèse des travaux

Un prototype de sonde magnétique ultralégère pour l'inspection non-destructive de l'acier des lignes électriques a été développé conjointement par Polytechnique Montréal et l'IREQ dans le but de pouvoir inspecter les lignes haute tension d'Hydro-Québec à l'aide d'un drone. L'objectif de ce mémoire était d'identifier et de mieux comprendre les facteurs pouvant affecter la réponse de cette nouvelle sonde magnétique.

Les impacts de plusieurs facteurs sur la réponse de la sonde ont d'abord été évalués. Ces facteurs étaient regroupés en trois catégories : les perturbations liées aux échantillons, les perturbations liées à des champs externes et des effets propres à la sonde et à sa géométrie. L'étude préliminaire de l'impact de ces différents facteurs a permis de conclure qu'il était prioritaire de quantifier l'effet d'une variabilité dans les propriétés magnétiques des échantillons sur la réponse de la sonde.

Pour y arriver, il était d'abord nécessaire de disposer d'une méthode pour évaluer les propriétés magnétiques de différents échantillons. Deux approches ont été évaluées : des mesures de courbes d'aimantation à l'aide d'un magnétomètre à échantillon vibrant et des mesures de perméabilités magnétiques à partir de la variation d'impédance d'une bobine causée par l'insertion d'échantillons en son centre. Une méthode combinant les deux approches a également été développée.

Ces mesures ont permis de déterminer la perméabilité magnétique d'échantillons de trois alliages d'acier, soit les alliages 1018, 1065 et 4140. Avec la méthode de variation d'impédance, les perméabilités initiales mesurées sont entre 103 et 130 pour l'alliage 1018, entre 80 et 84 pour l'alliage 1065 et entre 84 et 93 pour l'alliage 4140. Avec la méthode combinée, une perméabilité de 107 a été mesurée pour l'échantillon de 1018 et une perméabilité de 75 pour l'échantillon de 4140. La perméabilité de câbles de garde et de coeurs d'ACSR a aussi été mesurée par la méthode de variation d'impédance. Les perméabilités relatives initiales mesurées pour les quatre échantillons se trouvent entre 48 et 52, ce qui indique une faible variabilité de cette propriété d'un câble à l'autre. Bien que la méthode doive encore être perfectionnée, elle permet d'obtenir une indication de la perméabilité de différents échantillons qui peuvent ensuite être utilisés afin de voir comment cette différence de perméabilité affecte la sonde magnétique.

À cet effet, la réponse de la sonde en fonction de la section d'acier a été mesurée pour deux

alliages, soit les alliages 1018 et 4140. Les tests ont été réalisés pour deux diamètres de sonde différents, soit 64 et 34 mm. Pour la sonde de 34 mm de diamètre, la réponse de la sonde est linéaire en fonction de la section d'acier de l'échantillon pour la plage testée, soit de 0 à 70 mm^2. La pente diffère légèrement selon l'alliage : elle est de -96,6 $\mu T/mm^2$ pour l'alliage 4140 et de -103,6 $\mu T/mm^2$ pour l'alliage 1018. Pour la sonde de 64 mm de diamètre, la réponse de la sonde est seulement linéaire pour des sections inférieures à 30 mm^2. Les pentes sont respectivement de -74,5 et -78,1 $\mu T/mm^2$ pour les alliages 4140 et 1018. Pour des sections plus élevées, la pente devient moins abrupte. Ces travaux ont donc permis de constater que le comportement de la sonde est grandement influencé par son diamètre.

Enfin, le modèle numérique de la sonde a été amélioré pour tenir compte des propriétés des matériaux mesurées. Il reste cependant un écart important entre la réponse simulée de la sonde et les mesures réalisées. Cet écart est possiblement dû au fait que le modèle simule une seule tige d'une section donnée, alors que les tests expérimentaux utilisent plusieurs petites tiges afin de pouvoir les agencer pour atteindre la section totale voulue.

7.2 Limites du projet

7.2.1 Mesures au VSM

Les premières mesures réalisées au VSM ont été réalisées sur des échantillons de moins de 1 cm de long. Beaucoup de points de mesure à faible champ appliqué (moins de 0,03 T) ont dû être rejetés à cause du manque de sensibilité de la détection de moments magnétiques inférieurs à 0,03 Am^2. Or l'ajustement de courbe réalisé sur les points vise à déterminer la perméabilité relative à faible champ. L'absence de points de mesure à faible champ vient donc contribuer fortement à la dégénérescence des courbes observée.

De plus, les mesures pour deux échantillons du même matériau, mais de longueurs différentes ne donnent pas la même courbe (voir figure 4.7). Plus spécifiquement, les valeurs d'aimantation à saturation diffèrent, alors que les données devraient permettre une bonne convergence dans cette région. Une piste de solution pour améliorer l'ajustement de ces courbes serait d'augmenter le poids de l'erreur sur les points à haut champ dans l'algorithme qui calcule les paramètres de la courbe.

7.2.2 Mesures de perméabilité par variation d'impédance

Premièrement, le faible nombre d'échantillons a limité le nombre de mesures, ce qui ne permet donc pas d'établir une incertitude statistique sur les valeurs de perméabilités mesurées et de

valider la répétabilité des résultats. Seules les mesures sur les lamelles d'acier au silicium ont été répétées un assez grand nombre de fois pour le calcul d'une incertitude basé sur l'écart-type d'une distribution de mesures.

Deuxièmement, pour les mesures réalisées en présence de champ magnétique, une des hypothèses utilisée devrait être validée. En première approximation, un champ magnétique ambiant constant a été considéré ne pas avoir d'effet sur l'impédance AC de la bobine. La simulation COMSOL utilisé pour calculer la perméabilité n'inclut donc pas le champ ambiant pour les mesures sous champ. Cela suppose que le champ ambiant a pour seul effet de modifier la perméabilité relative de l'échantillon d'acier. Dans le modèle, la perméabilité relative de l'acier est donc uniforme sur tout l'échantillon. Cependant, la présence d'un champ ambiant va aimanter l'échantillon. Un champ de désaimantation sera donc présent dans l'échantillon et celui-ci n'est pas uniforme. On peut alors considérer que la perméabilité relative varie localement sur l'échantillon. Cette non-uniformité peut être simulée dans COMSOL en ajoutant le champ ambiant. En l'absence de ce champ ambiant dans la simulation, le résultat obtenu est une perméabilité effective qui est affectée dans une certaine mesure par la forme de l'échantillon.

7.2.3 Mesures de la réponse de la sonde

À cause du nombre limité de tiges d'acier disponibles lors des tests, seules des sections entre 0 et 70 mm^2 ont été mesurées. Cependant, les câbles de garde ont des diamètres de 5 à 25 mm, ce qui correspond à des sections d'environ 15 mm^2 à 380 mm^2 (valeurs calculées en supposant 7 brins). La réponse de la sonde devrait donc être évaluée pour de plus grandes sections. De plus, lors de l'inspection d'un câble, il est attendu qu'il ait perdu entre 0 et 40% de sa section initiale. Il reste donc entre 60 et 100% de la section du câble. Or, pour les grandes sections d'acier, la variation du champ mesuré par mm^2 de variation de section diminue. L'évaluation de la section à partir d'une mesure de champ devient donc moins précise pour les grandes sections que pour les faibles sections d'acier, alors que c'est justement la portion des plus grandes sections qui présente le plus grand intérêt.

7.3 Travaux futurs

Plusieurs aspects abordés dans ce mémoire pourraient mener à de futurs travaux. D'une part, des améliorations doivent être apportées à la méthode proposée pour mesurer la perméabilité d'échantillons. De plus, cette méthode pourrait être généralisée pour des mesures à haute fréquence de la perméabilité, mais des validations supplémentaires seraient nécessaires. D'autre

part, les autres sources de perturbation du signal de la sonde présentées au chapitre 7.2, notamment les champs externes et le choix du diamètre de la sonde, devraient être étudiées.

7.3.1 Améliorations à la méthode de mesure de perméabilité

Tout d'abord, des travaux sont nécessaires pour corriger les limitations de la méthode de mesure de perméabilité soulignées à la section précédente : vérifier la répétabilité des mesures et modéliser adéquatement le champ magnétique ambiant.

Ensuite, pour pouvoir utiliser la méthode à plus haute fréquence, il faudrait valider que les mesures de conductivité sont assez précises pour ne pas introduire une erreur dans le modèle, puisqu'il a été observé que le modèle devient aussi sensible à des variations de conductivités qu'à des variations de perméabilité à partir de 500 Hz. De plus, il faudrait identifier les raisons qui expliquent l'écart entre les valeurs simulées et mesurées de résistance et d'inductances dans la bobine sans échantillons à haute fréquence (voir figure 4.12). Les courants de Foucault pourraient expliquer l'augmentation des valeurs expérimentales, mais il semble alors que le modèle COMSOL n'en tient pas compte. Le traitement de l'écart entre les données expérimentales et de simulations aura possiblement besoin d'être ajusté pour considérer ce comportement. Enfin, à haute fréquence, la perméabilité devrait être recherchée sous la forme d'un nombre complexe. L'ajout d'une partie imaginaire à la perméabilité permet de tenir compte des pertes magnétiques.

7.3.2 Étude de la réponse de la sonde magnétique

Certains aspects de la réponse de la sonde magnétique peuvent être étudiés plus en détail. D'abord, il faut valider la réponse de la sonde magnétique à de plus grandes sections d'acier. Si la courbe continue à devenir de moins en moins abrupte pour de grandes sections, cela limitera les plages de mesures possibles pour certaines dimensions de sonde. Une sonde plus petite reste linéaire pour de plus grandes sections, mais puisqu'elle est petite, la taille maximale de câble qui peut y être insérée est aussi plus petite. Il faudrait vérifier s'il existe un point mort, c'est-à-dire une taille de câble qui ne pourrait pas être inspecté, car une sonde ne peut pas être à la fois assez grande pour le contenir et assez petite pour que la pente du signal soit suffisante pour interpréter les données. Ainsi, l'effet du diamètre de la sonde sur sa réponse devrait être étudié plus attentivement pour définir la ou les valeur(s) optimale(s). À priori, il semble qu'un diamètre entre les deux valeurs testées serait un juste milieu.

De plus, l'effet du passage d'un courant alternatif dans l'échantillon mesuré sur la mesure du capteur magnétique n'est pas encore complètement expliqué. La perturbation du signal

engendrée par la présence d'un courant alternatif comporte à la fois une composante continue et une composante alternative. La composante continue de la perturbation doit être étudiée plus en détail pour expliquer sa cause. Autrement, une variation d'amplitude du courant dans l'échantillon pendant la mesure faussera l'interprétation de la mesure de la sonde.

Enfin, une validation terrain de l'impact du champ magnétique terrestre sur la mesure est requise. L'utilisation d'un modèle simple pour prévoir cet impact laisse croire qu'il serait faible, mais des tests sont nécessaires avant de l'affirmer avec certitude.

RÉFÉRENCES

[1] J. Bellemare *et al.*, “Reporting on the Last 6 years of Field Inspections Using LineCore for the Non-Destructive Evaluation of Overhead Conductors,” communication présentée à 2021 CIGRÉ Canada Conference and Expo, 2021. [En ligne]. Disponible : https://cigreconference.com/papers/2021/paper%20436.pdf

[2] Y. Iben Brahim, “Conception et optimisation d’une sonde magnétique légère pour l’inspection non destructive des lignes à haute tension,” Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal, août 2022. [En ligne]. Disponible : https://publications.polymtl.ca/10542/

[3] Y. Iben Brahim *et al.*, “Ultrasensitive lightweight magnetic probe for non-destructive inspection of high-voltage overhead lines,” *NDT & E International*, vol. 134, 2023. [En ligne]. Disponible : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869522001803

[4] G. Rousseau *et al.*, “Magnetic probe for detecting defects in ferromagnetic part of cable, has sensors for measuring low magnetic flux or low variation of flux magnetic caused by defects in ferromagnetic part of cable in low magnetic field zone.” patent CA3 171 364-A1 ; WO2 024 040 349-A1 ; EP4 577 841-A1, 2024.

[5] *Standard Specification for Concentric-Lay-Stranded Aluminum Conductors, Coated-Steel Reinforced (ACSR)*, ASTM International Norme B232/B232M.

[6] *Standard Specification for Zinc-Coated (Galvanized) Steel Core Wire for Use in Overhead Electrical Conductors*, ASTM International Norme B498/B498M.

[7] *Standard Specification for High-Strength Zinc-Coated (Galvanized) Steel Core Wire for Use in Overhead Electrical Conductors*, ASTM International Norme B606/B606M.

[8] *Standard Specification for Extra-High-Strength and Ultra-High-Strength Zinc-Coated (Galvanized) Steel Core Wire for Use in Overhead Electrical Conductors*, ASTM International Norme B957/B957M.

[9] *Standard Specification for Zinc-Coated (Galvanized) Steel Overhead Ground Wire Strand*, ASTM International Norme A363.

[10] V. Cicek, *Corrosion Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 2014.

[11] D. S. Ramírez Rico *et al.*, “Corrosion of old overhead lines : Insights into aluminum-steel galvanic couple using electrochemical techniques,” *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 171, n°. 4, 2024. [En ligne]. Disponible : https://doi.org/10.1149/1945-7111/ad39ae

[12] B. N. Popov, *Corrosion Engineering : Principles and Solved Problems*. Elsevier, 2015.

[13] P. C. Bhagi, “Magnetic Flux Leakage Technique : Basics,” *Nondestructive Testing and Evaluation*, vol. 11, p. 7–17, oct. 2012.

[14] E. Stenglein et M. Albach, “The reluctance of large air gaps in ferrite cores,” dans *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’16 ECCE Europe)*, sept. 2016, p. 1–8. [En ligne]. Disponible : https://ieeexplore.ieee.org/document/7695271

[15] V. Y. Volokhovskii *et al.*, “Magnetic Nondestructive Testing as an Effective Instrument for Monitoring Conductors and Ground Wires of Overhead Transmission Lines,” *Power Technology and Engineering*, vol. 54, n°. 2, p. 242–249, juill. 2020. [En ligne]. Disponible : https://doi.org/10.1007/s10749-020-01197-9

[16] INTRON PLUS, “Non-destructive inspection of steel wire ropes.” [En ligne]. Disponible : https://www.intron.ru/en/uploads/img/PRESS/BROSHURE/ENG/2019/Buklet%20INTROS_16.11.2020.pdf

[17] ROPESYS. Rope inspection devices. [En ligne]. Disponible : https://www.ropesys.com/en/rope-inspection-devices/

[18] AMC Instruments. Magneto inductive mobile device. [En ligne]. Disponible : https://www.aemmeci.com/en/products-and-solutions/rope.html

[19] *Practice for Electromagnetic Examination of Ferromagnetic Steel Wire Rope*, ASTM International Norme E1571-25, 2025.

[20] National Centers for Environmental Information, “NCEI Geomagnetic Calculators,” https://www.ngdc.noaa.gov/geomag/calculators/magcalc.shtml#igrfwmm.

[21] D. Jiles, *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials*, 3e éd. Boca Raton : CRC Press, sept. 2015.

[22] M. Wang et G. Wang, “Electromagnetic sensors for assessing and monitoring civil infrastructures,” dans *Sensor Technologies for Civil Infrastructures*. Woodhead Publishing, janv. 2014, p. 238–264. [En ligne]. Disponible : https://www.sciencedirect.com/science/chapter/edited-volume/abs/pii/B9780857094322500097

[23] S. Ghanei, M. Kashefi et M. Mazinani, “Comparative study of eddy current and Barkhausen noise nondestructive testing methods in microstructural examination of ferrite–martensite dual-phase steel,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 356, p. 103–110, avr. 2014. [En ligne]. Disponible : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S030488531400002X

[24] P. Ghosh *et al.*, “Effect of metallurgical factors on the bulk magnetic properties of non-oriented electrical steels,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 356,

p. 42–51, avr. 2014. [En ligne]. Disponible : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0304885313009578

[25] D.-X. Chen, J. Brug et R. Goldfarb, “Demagnetizing factors for cylinders,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, n°. 4, p. 3601–3619, juill. 1991. [En ligne]. Disponible : https://ieeexplore.ieee.org/document/102932/

[26] P. Ripka *et al.*, “Transformer position sensor for a pneumatic cylinder,” *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 294, p. 91–101, août 2019. [En ligne]. Disponible : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424719300780

[27] P. Huang *et al.*, “A Novel Measurement of Permeability, Conductivity, and Diameter for Magnetic Metallic Rod Using Multifrequency ECT,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 74, p. 1–9, 2025. [En ligne]. Disponible : https://ieeexplore.ieee.org/document/10919146

[28] G. Bertotti, *Hysteresis in Magnetism.* Elsevier, 1998. [En ligne]. Disponible : https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780120932702X5048X

[29] A. Arsenault *et al.*, “Large-scale vibrating coil magnetometer for the magnetic characterization of bulk superconductors,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 94, n°. 8, août 2023. [En ligne]. Disponible : https://pubs.aip.org/aip/rsi/article/94/8/085116/2908194/Large-scale-vibrating-coil-magnetometer-for-the

[30] J. Giguère, “Stratégies d’aimantation d’aimants permanents composite NdFeB/Al,” Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal, févr. 2023. [En ligne]. Disponible : https://publications.polymtl.ca/10836/

[31] E. S. Lee et B. G. Choi, “Calculation methodologies of complex permeability for various magnetic materials,” *Electronics*, vol. 10, n°. 17, 2021. [En ligne]. Disponible : https://www.mdpi.com/2079-9292/10/17/2167

[32] M. Tsili *et al.*, “Numerical techniques for design and modeling of distribution transformers,” *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 161, n°. 1, p. 320–326, avr. 2005. [En ligne]. Disponible : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924013604009379