



Titre: Sonde à courants de Foucault pour le contrôle non-destructif des
Title: lignes de transport aériennes d'électricité

Auteur: Marina Gasparini Pinho
Author:

Date: 2024

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Gasparini Pinho, M. (2024). Sonde à courants de Foucault pour le contrôle non-
Citation: destructif des lignes de transport aériennes d'électricité [Thèse de doctorat,
Polytechnique Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/58331/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/58331/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Frédéric Sirois, & David Ménard
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

**Sonde à courants de Foucault pour le contrôle non-destructif des lignes de
transport aériennes d'électricité**

MARINA GASPARINI PINHO

Département de génie électrique

Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de *Philosophiæ Doctor*
Génie électrique

Avril 2024

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Cette thèse intitulée :

**Sonde à courants de Foucault pour le contrôle non-destructif des lignes de
transport aériennes d'électricité**

présentée par **Marina GASPARINI PINHO**

en vue de l'obtention du diplôme de *Philosophiæ Doctor*
a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

Keyhan SHESHYEKANI, président

Frédéric SIROIS, membre et directeur de recherche

David MÉNARD, membre et codirecteur de recherche

Thomas GERVAIS, membre

Donald PICARD, membre externe

DÉDICACE

À Gilberto pour son soutien inconditionnel durant toutes ces années.

REMERCIEMENTS

Le chemin vers l'achèvement de ce projet de doctorat a été façonné par un travail assidu, un engagement personnel profond et d'une guidance experte. L'accomplissement de cette étape majeure dans ma vie académique et professionnelle n'aurait pas été possible sans le soutien inestimable et la contribution de nombreuses personnes.

Je tiens d'abord à exprimer ma sincère gratitude envers mon directeur de recherche, Frédéric Sirois. Merci, Frédéric, pour ta confiance et pour m'avoir guidé tout au long de ce projet, ce fut un privilège. Ta rigueur scientifique et ta présence active tout au long du projet ont grandement contribué à la qualité de ce travail. Nos échanges sur l'électromagnétisme et tes apports en design de circuit imprimé ont enrichi cette thèse ainsi que mon développement professionnel. Je suis également reconnaissante pour l'opportunité de superviser des travaux pratiques dans ton laboratoire d'enseignement, une expérience enrichissante qui a dépassé le cadre professionnel, renforçant également ma confiance à m'exprimer en français en public. J'espère vivement que nous pourrions collaborer à nouveau dans le futur. Je tiens également à remercier David Ménard, mon co-directeur de recherche, pour son soutien et pour avoir mis à disposition son laboratoire pour la fabrication des échantillons tests.

Je souhaite exprimer ma profonde gratitude envers Jonathan Bellemare. Merci, Jonathan, d'avoir été un mentor exceptionnel et d'avoir partagé ton expertise en laboratoire. Nos nombreuses discussions sur les simulations, l'analyse de données et tes contributions aux montages de caractérisation ainsi qu'à la fabrication des échantillons de test ont été essentielles pour le succès de ce projet. Travailler avec un professionnel de ton envergure a été un réel plaisir et j'espère que nous aurons l'occasion de retravailler ensemble.

Mes sincères remerciements à l'équipe de l'IREQ dont le soutien a été essentiel pour la réalisation de ce travail. Je suis particulièrement reconnaissante envers Gilles Rousseau pour sa documentation exceptionnelle sur la technologie LineCore et la théorie des abaques, des éléments cruciaux qui ont solidifié les bases de ce travail. Ton appui, Gilles, a toujours dépassé les limites du projet, et je t'en suis infiniment reconnaissante. Un grand merci à Nicolas Pouliot pour son soutien constant et ses encouragements qui ont également dépassé le cadre du projet. Mes remerciements vont également à Pierre Latulippe et Eric Lavoie pour leurs contributions et leur soutien technique lors des tests de preuve de concept. Et bien sûr, un merci spécial à Pierre pour les cafés qui ont rendu mes après-midis à l'IREQ bien plus productives!

Je souhaite également exprimer ma profonde reconnaissance envers le Conseil de recherches

en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) pour leur soutien financier au cours des trois premières années de cette recherche, ainsi qu'à MITACS et Hydro-Québec pour avoir fourni un financement au cours de la dernière année. Le soutien de ces organismes a été crucial pour faire avancer et réaliser ce travail.

Un immense merci à mes chers collègues et amis de laboratoire, Bruno de Sousa Alves, Yahyay Iben Brahim, Alexandre Arsenault, Haïfa Ben Saad, Jaël Giguère, Gregory Giard et Thomas Leduc, avec qui j'ai eu le plaisir d'avoir un contact plus étroit. Leur camaraderie et leur volonté de partager des expériences enrichissantes m'ont beaucoup motivée tout au long de ce parcours académique. À Sara Malvar, plus qu'une amie, la sœur que la vie m'a donnée, ma gratitude pour son inspiration à poursuivre une carrière en recherche.

Enfin, je tiens à adresser des remerciements spéciaux à des personnes dont l'implication dépasse le cadre de la thèse. Ma gratitude va à mes parents, Fátima et Paulo, ainsi qu'à mon partenaire de vie, Gilberto, pour leur soutien inconditionnel, leur compréhension et leurs encouragements constants tout au long de mon parcours. Vous m'avez donné la force dans les moments les plus exigeants et vous avez ma gratitude infinie pour cela. Je vous aime énormément !

RÉSUMÉ

Le processus de vieillissement des lignes de transport d'énergie haute tension est un phénomène naturel et progressif qui se produit en raison de divers facteurs. Au fil des années, ces lignes sont affectées par une gamme de mécanismes de dégradation résultant d'une combinaison des facteurs climatiques, conditions de pollution et de salinité de l'environnement, ainsi que de facteurs mécaniques liés à la fatigue interne des conducteurs. La majorité des conducteurs employés dans les systèmes de transport aérien d'énergie sont du type « *Aluminum Conductor Steel Reinforced* » (ACSR) composé d'une âme interne en acier protégée par un revêtement de galvanisation en zinc et de brins externes en aluminium. Dans ce type de conducteur, la détection précoce de la corrosion dans le zinc, ainsi que de la perte de section métallique dans les brins d'aluminium et d'acier, permet aux compagnies d'électricité d'agir et de planifier le remplacement du conducteur avant que la corrosion ne s'aggrave et provoque une défaillance potentielle. En termes de coûts, le remplacement des conducteurs corrodés représente des investissements de plusieurs millions de dollars pour les entreprises. Il est donc nécessaire de disposer de données fiables pour la prise de décision. À cet égard, l'association entre la robotique et les méthodes de contrôle non destructif (CND), notamment la technique basée sur les courants de Foucault, offre une solution unique pour détecter divers modes de dégradation dans les conducteurs avant que ces dommages ne perturbent le réseau.

La conception de procédures d'inspection par courants de Foucault pour le contrôle des lignes de transport d'énergie fait l'objet de recherches depuis la fin des années 80. Hydro-Québec, notre partenaire dans ce projet de recherche, a développé au cours des dernières années la technologie LineCore, une sonde à courants de Foucault monofréquence permettant d'évaluer la dégradation du revêtement de zinc des conducteurs ACSR. Pour que la sonde LineCore puisse être installée sur les conducteurs des lignes de transport électrique, elle est équipée d'un mécanisme qui permet « l'ouverture » et la « fermeture » sans contact électrique des bobines émettrices et réceptrices. Cette fonctionnalité produit deux autres types de bobines appelées « émetteur de retour » et « récepteur de retour » qui n'ont aucun rôle d'intérêt pour la mesure. Cette technologie utilise la technique d'analyse basée sur des *abaques de corrosion* développée au Royaume-Uni par la compagnie *CEGB/National Grid*, qui mesure la variation d'impédance vue par le récepteur de la sonde par rapport à un étalon de calibration à brins d'aluminium. Actuellement, Hydro-Québec utilise des simulations par éléments finis 2D d'un modèle de solénoïde infini pour représenter l'émetteur de la sonde LineCore et tracer les abaques de corrosion spécifiques à chaque type de conducteur ACSR présent dans son réseau. Cette approche implique une erreur d'analyse, car l'émetteur réel du LineCore n'est pas une

bobine infiniment longue. De plus, une solution qui permet le diagnostic complet sur l'état des conducteurs ACSR, c.-à-d. les pertes du placage de zinc, et les pertes métalliques d'aluminium et d'acier, reste inexplorée.

Au regard de cette problématique, cette thèse s'adresse à la conception d'une solution complète pour (i) corriger l'erreur d'analyse des abaques de corrosion actuellement utilisée par Hydro-Québec et (ii) mettre au point une méthodologie de mesure multifréquence permettant d'estimer simultanément et quantitativement les pertes de zinc, d'aluminium et d'acier à partir d'une seule mesure. Autrement dit, l'objectif principal de ce projet est de développer une sonde à courants de Foucault multifréquence, compacte et légère, capable de mesurer simultanément les pertes des matériaux constituant des conducteurs ACSR. L'hypothèse permettant de formuler cet objectif principal considère qu'une analyse multifréquence de la réponse de la sonde permettrait de séparer les pertes dans ces trois matériaux. La conception d'une telle solution s'est faite en utilisant trois approches principales.

Premièrement, une méthodologie de modélisation par éléments finis 3D permettant de prédire le comportement de sondes à courants de Foucault de géométrie arbitraire a été développée à l'aide du logiciel commercial COMSOL Multiphysics®. La sonde LineCore a été modélisée avec ses paramètres réels de bobinage afin de comparer les abaques de la sonde à ceux d'un solénoïde infini en 2D pour différents types de conducteur et à différentes fréquences d'excitation. Les résultats ont montré que les tensions induites dans la bobine réceptrice calculées en 2D et 3D sont différentes en raison de la différence de géométrie de l'émetteur, et que cette différence augmente lorsque la fréquence d'excitation diminue. Ces résultats ont également révélé que la gamme de fréquences à laquelle le zinc, l'aluminium et l'acier sont les plus sensibles varie entre 1 kHz et 1 MHz, selon le matériau. De plus, même si les bobines de retour ne jouent aucun rôle d'intérêt pour la mesure, les simulations 3D ont démontré l'existence d'une tension parasite induite dans le récepteur de retour du LineCore actuel, ce qui introduit une source d'erreur additionnelle à l'analyse de la mesure. Cependant, la création des abaques 3D est extrêmement coûteuse en temps de calcul, correspondant à environ 120 fois le temps de simulation des abaques 2D. La modélisation 3D représente également un défi en termes de discrétisation du domaine (c.-à-d. du maillage) en raison de la complexité du modèle de la sonde en présence d'un conducteur.

Pour contourner cette difficulté, une méthodologie d'optimisation du bobinage du dispositif a été proposée, afin de superposer les abaques 2D et 3D et de minimiser l'effet parasite dans le récepteur de retour. Cette approche a permis de concevoir un dispositif dont la réponse en 3D d'un émetteur de quelques millimètres de longueur est identique à celle d'un solénoïde infini simulable en 2D. Les résultats ont montré que la méthodologie proposée

permet la superposition presque parfaite des abaques 3D et 2D, ainsi que la réduction de la tension parasite dans le récepteur de retour jusqu'à $\approx 3\%$ de la tension calculée dans le récepteur, selon la géométrie du conducteur inspecté. La validation expérimentale d'un prototype de sonde optimisée réalisée en laboratoire avec des échantillons de conducteurs à corrosion connue a démontré qu'avec une sonde optimisée, il est possible d'utiliser avec haute précision un modèle d'analyse 2D, beaucoup plus simple et facile à simuler qu'un modèle en 3D.

Afin d'explorer une méthodologie de mesure multifréquence de la sonde, il a fallu procéder en trois étapes. Tout d'abord, un amplificateur de courant a été conçu pour alimenter l'émetteur du dispositif avec un signal multifréquence composé de signaux sinusoïdaux superposés dont les fréquences les plus élevées sont des harmoniques entiers de la fréquence fondamentale. Ensuite, une méthode de traitement de signal utilisant la *Fast Fourier Transform* (FFT) a été développée pour traiter et séparer les composantes fréquentielles mesurées par l'émetteur et le récepteur, afin de calculer l'impédance vue par la sonde à chaque fréquence. À l'étape finale, une méthode hybride de calibration de la sonde a été proposée en utilisant des étalons de calibration en aluminium et en acier, selon la fréquence évaluée. Pour valider la méthodologie au complet, des tests ont été réalisés avec un prototype de sonde optimisée et des échantillons à corrosion connue permettant de comparer les mesures multifréquences aux mesures monofréquences correspondantes, ainsi que celles réalisées avec un analyseur d'impédance commercial. Les résultats ont démontré qu'avec de bonnes fréquences et de bons étalons de calibration, la technique de mesure multifréquence développée permet de quantifier simultanément les pertes d'acier, d'aluminium et de zinc avec une excellente précision.

Enfin, une invention découlant de ce travail de recherche a permis de démontrer qu'il est possible de réaliser des mesures par courants de Foucault avec une sonde dite « ouverte », c.-à-d. qu'il est possible d'enlever le mécanisme d'ouverture/fermeture de la sonde. Cette nouvelle configuration de sonde à ouverture permanente permet (i) d'éliminer les erreurs de mesure associées à l'imprécision de la répétabilité de l'ouverture et la fermeture de la sonde dans la technologie LineCore actuelle, (ii) de réduire le poids de la sonde, et (iii) d'éliminer tout risque que la sonde et son porteur (robot ou drone) restent coincés sur le conducteur inspecté.

ABSTRACT

The aging process of high-voltage power transmission lines is a natural and gradual phenomenon influenced by various factors. Over the years, degradation mechanisms, stemming from a mix of climatic conditions, pollution, salinity, and mechanical factors related to internal conductor fatigue, impact these lines. The majority of overhead power transmission systems utilize *Aluminum Conductor Steel Reinforced* (ACSR) conductors, consisting of a steel core protected by zinc galvanization coating and external strands made of aluminum. In the case of this conductor type, early detection of zinc corrosion and the loss of metal section in aluminum and steel strands enables power companies to proactively take action and plan conductor replacement, preventing the escalation of corrosion and potential failure. Replacing corroded conductors incurs substantial costs, amounting to several million dollars for companies. Hence, reliable data is crucial for informed decision-making. The integration of robotics and non-destructive testing (NDT) methods, particularly those based on eddy currents, offers a unique solution to identify various degradation modes in conductors before these issues disrupt the grid.

The development of eddy current inspection procedures for monitoring power transmission lines has been under research since the late 80s. Hydro-Québec, our research partner, has recently pioneered the LineCore technology—a single-frequency eddy current probe designed to assess the degradation of zinc coatings on ACSR conductors. To install the LineCore probe on overhead lines, the device is equipped with a mechanism allowing for the « opening » and « closing » without electrical contact of the emitters (primary) and pick-up (secondary) coils. This feature generates two additional coil types known as « emitter return path » and « pick-up return path, » which play no role in the measurement process. The technology employs a corrosion analysis technique based on *corrosion abacus* developed in the United Kingdom by CEGB/National Grid. This technique measures the impedance variation seen by the probe's pick-up coil relative to a calibration standard with aluminum strands. Currently, Hydro-Québec uses 2D finite element simulations of an infinite solenoid model to represent the LineCore probe's emitter and generate corrosion abacus specific to each type of ACSR conductor in its network. However, this approach introduces an analysis error as the actual LineCore emitter is not an infinitely long coil. Moreover, a comprehensive diagnostic solution for assessing the condition of ACSR conductors, including zinc plating losses, as well as aluminum and steel losses of the metallic section, remains unexplored.

In addressing this issue, this thesis focuses on developing a comprehensive solution to (i) erad-

icate the inherent analysis errors in Hydro-Québec’s current corrosion abacus design approach and (ii) develop a multi-frequency measurement methodology for simultaneously and quantitatively assessing zinc, aluminum, and steel losses in a single measurement. In other words, the primary objective of this project is to design a compact and lightweight multi-frequency eddy current probe capable of simultaneously measuring the losses of the constituent materials of ACSR conductors. The hypothesis underlying this main objective posits that a multi-frequency analysis of the probe’s response would allow for the separation of losses in these three materials. The development of such a solution was pursued through three main methods.

Initially, a 3D finite element modeling methodology has been developed to predict the behavior of eddy current probes with arbitrary geometry, using the commercial software COMSOL Multiphysics®. The LineCore probe was meticulously modeled, incorporating its actual winding parameters. This enabled a comprehensive comparison between the probe’s abacuses and those of an infinite 2D solenoid for various conductor types and at different excitation frequencies. The results have shown that the induced voltage in the pick-up coil calculated in 2D and 3D differ due to variations in the emitter’s geometry. This disparity becomes more pronounced as the excitation frequency decreases. The findings also reveal that the frequency range at which zinc, aluminum, and steel exhibit maximum sensitivity varies between 1 kHz and 1 MHz, depending on the material. Furthermore, even though return path coils play no role of interest in the measurement, 3D simulations have demonstrated the presence of an induced parasitic voltage in the pick-up return path of the current LineCore. This introduces an additional source of error to the measurement analysis. However, creating 3D abacuses is highly computationally expensive, demanding approximately 120 times the simulation time of 2D ones. Additionally, 3D modeling also poses a challenge in terms of discretizing the domain (i.e. meshing) due to the complexity of the probe model in the presence of a conductor.

To overcome this challenge, a winding optimization methodology for the device was proposed. This approach aimed to overlay the 2D and 3D abacuses and minimize the parasitic effects in the pick-up return path. This methodology made it possible to design a device whose 3D response from an emitter a few millimeters long is equivalent to that of an infinitely long solenoid simulated in 2D. The results indicated that the proposed methodology allows almost perfect superposition of the 3D and 2D abacuses, and the reduction of the parasitic voltage in the pick-up return path coil down to $\approx 3\%$ of the calculated voltage in the pick-up coil, depending on the geometry of the inspected conductor. Experimental validation of an optimized probe prototype conducted in the laboratory with samples of corrosion-known conductors demonstrated that with an optimized probe, it is possible to use a highly accurate 2D analysis model, which is much simpler and easier to simulate compared to the 3D model.

To explore a probe's multi-frequency measurement methodology, it was necessary to proceed in three steps. Initially, a current amplifier was designed to supply the device's emitter with a multi-frequency signal composed of superimposed sinusoidal signals, where the highest frequencies are entire harmonics of the fundamental frequency. Subsequently, a signal processing method utilizing the Fast Fourier Transform (FFT) was developed to process and separate the frequency components measured by the transmitter and receiver to calculate the impedance seen by the probe at each correspondent frequency. In the final step, a hybrid probe calibration method was suggested using calibration standards in aluminum and steel, depending on the evaluated frequency. To validate the entire methodology, tests were conducted with an optimized probe prototype and samples of corrosion-known conductors, allowing comparison between multi-frequency measurements and their corresponding mono-frequency counterparts, as well as those conducted with a commercial impedance analyzer. The results demonstrated that, with appropriate frequencies and calibration standards, the developed multi-frequency measurement technique quantifies losses in steel, aluminum, and zinc simultaneously with excellent precision.

Finally, an invention resulting from this research work demonstrated that it is possible to carry out eddy current measurements with a so-called « open » device, i.e. that it is possible to remove the device's opening/closing mechanism. This new permanent opening probe configuration allows (i) eliminating measurement errors associated with the inaccuracy of the repeatability of the probe's opening and closing in the current LineCore technology, (ii) reducing the weight of the probe, and (iii) eliminating the risk that the probe and its carrier (robot or drone) remain stuck on the inspected conductor.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT	ix
TABLE DES MATIÈRES	xii
LISTE DES TABLEAUX	xvi
LISTE DES FIGURES	xvii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxiv
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Mise en contexte	1
1.1.1 Problématique	3
1.1.2 Question de recherche et l'hypothèse principale du projet	4
1.2 Les objectifs de recherche	4
1.3 L'équipe du projet	5
1.4 Plan de la thèse	5
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	7
2.1 Méthodes CND appliquées aux lignes de transport	7
2.2 Le principe des courants de Foucault	13
2.2.1 Technique d'inspection monofréquence	16
2.2.2 Techniques d'inspection émergentes	20
CHAPITRE 3 LE PROBLÈME DE DIFFUSION MAGNÉTIQUE ET LES TECHNIQUES NUMÉRIQUES DE RÉOLUTION	25
3.1 Le problème de diffusion magnétique	25
3.1.1 Formulation générale	25
3.1.2 Champ de diffusion sinusoïdale unidimensionnel	28
3.2 Méthodes numériques pour la solution de problèmes électromagnétiques	37

CHAPITRE 4	ABAQUES DE CORROSION À PARTIR DES SIMULATIONS PAR ÉLÉMENTS FINIS	40
4.1	Méthodologie de création d'abaques à partir des simulations 2D et 3D	43
4.2	Modélisation et simulations par éléments finis 2D	47
4.3	Modélisation et simulations 3D (objectif spécifique 1)	56
4.3.1	Paramètres de bobinage de la sonde LineCore	56
4.3.2	Sonde en présence d'un conducteur ACSR	60
4.4	Abaques de corrosion	65
4.4.1	Conversion des tensions au plan P - Q	65
4.4.2	Interprétation des abaques	69
4.5	Abaques 2D <i>versus</i> abaques 3D et discussion	73
4.6	Conclusions du chapitre	76
CHAPITRE 5	OPTIMISATION DU BOBINAGE DE LA SONDE LINECORE . .	77
5.1	Méthodologie - objectifs spécifiques 2	79
5.1.1	Optimisation - topologie de sonde sans les bobines de retour	79
5.1.2	Optimisation - topologie de sonde avec les bobines de retour	82
5.2	Optimisation du bobinage et prototype optimal (objectif spécifique 2)	85
5.2.1	Optimisation de la position de l'émetteur	85
5.2.2	Topologie de sonde sans les bobines de retour	87
5.2.3	Topologie de sonde avec les bobines de retour	94
5.3	Conclusions du chapitre	110
CHAPITRE 6	MESURES AVEC UN PROTOTYPE DE SONDE OPTIMISÉE . .	112
6.1	Méthodologie - objectif spécifique 3	112
6.2	Échantillons de test et montage expérimental	114
6.2.1	Échantillons de test	114
6.2.2	Montage expérimental - caractérisation de la sonde et des échantillons de test	120
6.3	Validation expérimentale et discussion sur les résultats	121
6.3.1	Mesures avec le conducteur de référence	121
6.3.2	Mesures avec les échantillons de test d'Hydro-Québec	122
6.3.3	Mesures avec les échantillons de test dégradés	124
6.4	Conclusions du chapitre	131
CHAPITRE 7	MESURE MULTIFRÉQUENCE	132
7.1	Méthodologie - objectif spécifique 4	133

7.2	Électronique pour l'excitation multifréquence	138
7.2.1	Théorie : convertisseur tension-courant pour une charge flottante . . .	138
7.2.2	L'amplificateur de courant proposé	140
7.3	Montage expérimental multifréquence et caractérisation des échantillons de test	149
7.4	Traitement des signaux et calcul d'impédance	151
7.5	Validation expérimentale et analyse multifréquence	155
7.5.1	Mesures avec les échantillons de test d'Hydro-Québec	156
7.5.2	Mesures avec les échantillons de test dégradés	160
7.6	Conclusions du chapitre	166
CHAPITRE 8 SONDE À OUVERTURE PERMANENTE		168
8.1	Méthodologie de conception	171
8.2	Modélisation 3D de la sonde ouverte	175
8.3	Preuve de concept	181
8.3.1	Tests avec un montage de mesure d'impédance	182
8.3.2	Tests à l'IREQ	187
8.4	Avantages de la technologie et conclusions du chapitre	189
8.4.1	Principaux avantages	189
8.4.2	Conclusions du chapitre	189
CHAPITRE 9 DISCUSSION GÉNÉRALE		191
9.1	Synthèse des hypothèses, des résultats et des contributions par objectif . . .	192
9.1.1	Objectif spécifique 1 : Développer une méthodologie de modélisation 3D de sondes à courants de Foucault en présence de conducteurs ACSR .	192
9.1.2	Objectif spécifique 2 - Proposer un bobinage de sonde dont la réponse en 3D est identique à un solénoïde infini en 2D	193
9.1.3	Objectif spécifique 3 - Validation expérimentale d'un prototype de sonde optimisé	194
9.1.4	Objectif spécifique 4 - Explorer la faisabilité d'utiliser une méthode multifréquence pour mesurer simultanément les pertes de zinc, d'aluminium et d'acier	195
9.1.5	Objectif principal - Développer une sonde à courants de Foucault légère et précise sur les matériaux constituant des conducteurs ACSR à haute tension, permettant d'évaluer leur état de corrosion	195
CHAPITRE 10 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS		198
10.1	Synthèse des travaux	198

10.2 Limitations de la solution proposée	199
10.3 Améliorations futures	199
RÉFÉRENCES	201

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 4.1	Paramètres de modélisation 3D du bobinage la sonde LineCore	58
Tableau 4.2	Paramètres de modélisation des conducteurs modélisés en 3D.	60
Tableau 4.3	Conditions et paramètres de simulation pour la création des abaques 2D et 3D	66
Tableau 5.1	Résumé des résultats d'optimisation - Sonde sans les bobines de retour.	91
Tableau 5.2	Paramètres de modélisation COMSOL de la sonde optimisée sans les retours de l'émetteur et du récepteur.	92
Tableau 5.3	Résumé des résultats d'optimisation - Sonde avec les bobines de re- tour en présence d'un conducteur ACSR Partridge dézingué en tenant compte la tension induite total $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ comme donnée d'entrée pour la création des abaques.	108
Tableau 5.4	Paramètres de modélisation COMSOL de la sonde optimisée avec les retours de l'émetteur et du récepteur.	108
Tableau 6.1	Caractérisation de la conductivité électrique et de la perméabilité re- lative de l'âme d'acier des échantillons de test.	119
Tableau 6.2	Profondeur de pénétration approximative des matériaux à 77 kHz. . .	122
Tableau 7.1	Tension maximale d'entrée ($\bar{V}_{in}^{max}$)	143
Tableau 7.2	Profondeur de pénétration approximative des matériaux pour les fré- quences évaluées.	155
Tableau 8.1	Configurations proposées pour le bobinage	173

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Exemple de conducteur ACSR.	2
Figure 2.1	Anomalies évaluées lors des inspections LF et LMA.	10
Figure 2.2	Vue en coupe d'un brin d'acier galvanisé à l'intérieur d'un solénoïde .	12
Figure 2.3	Schéma d'un dispositif de détection émetteur-récepteur à courants de Foucault.	15
Figure 2.4	Schéma du dispositif <i>Cormon OHLCD</i>	18
Figure 2.5	Exemple d'abaque de corrosion	19
Figure 2.6	Sonde LineCore version <i>Stand Alone</i>	19
Figure 2.7	Fonction objectif $f(t)$ et son approximation $g(t)$, constituée de segments de droite.	23
Figure 2.8	Schéma de commutation d'un amplificateur classe D utilisé pour générer la fonction d'approximation $g(t)$	24
Figure 3.1	Domaine de diffusion semi-infini (x, y, z) le problème de diffusion magnétique.	29
Figure 3.2	Géométrie de diffusion cylindrique (z, r, ϕ)	32
Figure 3.3	Fonctions de Bessel modifiées de première (I) et deuxième (K) espèce d'ordre zéro ($\nu = 0$).	33
Figure 3.4	Fonctions de Kelvin d'ordre zéro.	33
Figure 3.5	Vue de la section d'un conducteur à deux couches.	35
Figure 3.6	Norme des champs magnétiques calculés à partir de la solution analytique d'un conducteur à deux couches.	37
Figure 3.7	Exemple de maillage FEM (gauche) vs BEM (droite)	38
Figure 4.1	LineCore avec mécanisme d'ouverture/fermeture	41
Figure 4.2	Comparaison entre les abaques réalisés par l'algorithme LineCore/Cormon OHLCD et par des simulations 2D par éléments finis.	42
Figure 4.3	Illustration des cas considérés pour l'effet-écran : (a) courants-écrans (ou de Foucault) circulant individuellement dans tous les brins et (b) courants-écrans circulant à la couche externe des brins.	44
Figure 4.4	Illustration des conditions de modélisation de l'effet écran entre les brins d'aluminium et du revêtement de zinc dans un conducteur ACSR (de diamètre des brins d'acier et d'aluminium, d_{Ac} et d_{Al} , respectivement).	45

Figure 4.5	Modèle 2D de l'âme d'acier à brins fusionnés utilisé pour évaluer la circulation des courants-écrans à la couche externe d'acier (« <i>interstrand currents</i> »).	46
Figure 4.6	Exemple d'abaque de corrosion réalisé à partir des simulations par éléments finis. L'abaque est divisé en <i>bandes de corrosion</i> qui fournissent des informations complètes sur l'état du conducteur.	47
Figure 4.7	Exemple de modèle 2D.	48
Figure 4.8	Induction dans un solénoïde infini à 77 kHz en présence d'un étalon de calibration en aluminium.	48
Figure 4.9	Illustration de l'effet de l'acier sur l'induction à 77 kHz.	50
Figure 4.10	Étude de convergence du maillage d'un conducteur en acier.	51
Figure 4.11	L'effet de la variation de la perméabilité relative $\mu_{r_{Ac}}$ sur le flux dans une âme dézinguée à 77 kHz.	51
Figure 4.12	Comparaison des champs magnétiques calculés à partir de la solution analytique et FEM d'un conducteur à deux couches.	52
Figure 4.13	Effet de la variation de l'épaisseur de la couche de zinc ($\sigma_{Zn} = 16 \text{ MS/m}$) sur la réponse de l'acier ($\mu_{r_{Ac}} = 50$) à 77 kHz	53
Figure 4.14	L'effet des courants-écrans dans l'aluminium sur la réponse de de l'âme d'acier à $\mu_{r_{Ac}} = 50$	54
Figure 4.15	Les deux approches de modélisation 2D pour l'évaluation des courants-écrans entre brins d'acier.	55
Figure 4.16	Bobinage de la sonde LineCore.	57
Figure 4.17	Bobinage 3D du LineCore avec symétrie dans le plan $z = 0$	58
Figure 4.18	Conditions aux frontières et d'excitation imposées au modèle 3D de la sonde LineCore.	59
Figure 4.19	Exemple de modèle 3D.	61
Figure 4.20	Exemples de modèle 3D avec symétrie de 1/6 et 1/4 du domaine.	62
Figure 4.21	Comparaison entre les modèles 2D et 3D de l'âme à brins fusionnés, considérant l'âme intacte (gauche) et une réduction de 20% de sa section (droite).	64
Figure 4.22	Exemple de simulation 3D à 1 kHz, montrant la densité du flux magnétique dans l'âme d'acier.	65
Figure 4.23	Schéma illustrant la méthodologie de conversion des tensions d'entrée $\bar{V}_r$ au plan des tensions P - Q	67
Figure 4.24	Illustration de la création des limites de gauche et droite des abaques selon les approches de modélisation 2D et 3D.	70

Figure 4.25	Bande de corrosion représentant l'état « <i>sain</i> » d'un conducteur. . . .	71
Figure 4.26	Bande de corrosion représentant les pertes de zinc d'un conducteur. .	72
Figure 4.27	Bande de corrosion représentant les pertes de section de l'âme d'acier d'un conducteur.	72
Figure 4.28	Bande de corrosion représentant les pertes de section des brins d'aluminium d'un conducteur.	73
Figure 4.29	Abaques 2D <i>versus</i> abaques 3D de la sonde LineCore à 77 kHz. . . .	74
Figure 4.30	Abaques 2D <i>versus</i> abaques 3D de la sonde LineCore à 1 kHz et 1 MHz.	75
Figure 5.1	Schéma illustrant le champ $\vec{B}$ induit dans les émetteurs d'une sonde à courants de Foucault.	77
Figure 5.2	Illustration du champ parasite induite dans le récepteur de retour de la présente sonde LineCore, en absence d'échantillon.	78
Figure 5.3	Schéma illustrant les paramètres de bobinage adopté pour l'optimisation de la géométrie d'une topologie de sonde sans bobines de retour pour de l'émetteur et le récepteur.	80
Figure 5.4	Points d'optimisation des abaques 3D/2D à 77 kHz.	81
Figure 5.5	Exemple de modèle 3D d'une topologie de sonde avec les bobines de retour de l'émetteur et du récepteur.	82
Figure 5.6	Schéma illustrant le critère de bobinage adopté pour l'optimisation de la géométrie de la sonde avec les retours de l'émetteur et du récepteur.	83
Figure 5.7	Géométrie de sonde sans les bobines de retour choisie pour l'optimisation de la position de l'émetteur z_e	87
Figure 5.8	Exemple de modèle 3D de la géométrie de sonde proposée (sans les bobines de retour) en présence d'un conducteur ACSR Zebra dézingué.	88
Figure 5.9	Résultat de l'optimisation de z_e pour la géométrie de sonde sans retours : (a) conducteur ACSR Zebra (seul), (b) conducteur ACSR Partridge (seul), et (c) conducteurs ACSR Zebra et Partridge (ensemble).	89
Figure 5.10	Comparaison entre les abaques 2D et 3D réalisés à partir des résultats d'optimisation de z_e : (a) conducteur ACSR Zebra ($z_e = 9$ mm), (b) conducteur ACSR Partridge ($z_e = 9.7$ mm), et (c) conducteurs Partridge ($z_e = 9$ mm).	91
Figure 5.11	Modèle 3D de la géométrie de sonde sans les retours de l'émetteur et du récepteur.	92
Figure 5.12	Abaques 2D <i>versus</i> abaques 3D réalisés à partir de la position optimale de $z_e = 9$ mm : (a) conducteur de référence, (b) conducteur ACSR Curlew et (c) conducteur ACSR Lark.	93

Figure 5.13	Géométrie de sonde avec les bobines de retour choisie pour l'optimisation.	94
Figure 5.14	Exemple de modèle 3D de la géométrie de sonde avec les bobines de retour proposée en présence d'un conducteur ACSR Partridge dézingué.	95
Figure 5.15	Approche 1 - Résultat de l'optimisation de z_e de la géométrie de sonde avec les bobines de retour de l'émetteur et du récepteur en présence d'un conducteur ACSR Partridge dézingué à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et 28.	96
Figure 5.16	Approche 1 (étape 1)- Abaque du conducteur ACSR Partridge réalisée à partir de la position optimale de l'émetteur $z_e = 19.5$ mm, étant le récepteur de retour équidistante du centre de l'émetteur et l'émetteur de retour ($z_{rr} = 24.25$ mm).	96
Figure 5.17	Approche 1 (étape 1) - Effet de la tension parasite $\bar{V}_{rr}$ dans l'abaque 3D réalisé à partir de la position optimale de l'émetteur $z_e = 19.5$ mm, avec le récepteur de retour équidistant du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour ($z_{rr} = 24.25$ mm).	98
Figure 5.18	Approche 1 (étape 2) - Variation de la tension $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour un conducteur la sonde à condition vide.	99
Figure 5.19	Approche 1 (étape 2) - Variation de la norme de la tension $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour les conducteurs ACSR Partridge et ACSR Curlew à l'état dézingué évalués à $\mu_{r_{Ac}} = 50$	99
Figure 5.20	Approche 1 (étape 2) - Analyse des composantes imaginaire et réelle de $\bar{V}_{rr}$ simulées pour les conducteurs ACSR Partridge et ACSR Curlew.	101
Figure 5.21	Approche 1 - abaques 2D et 3D du conducteur ACSR Partridge après les étapes 1 et 2 de l'optimisation.	102
Figure 5.22	Approche 2 - Résultat de l'optimisation minimisant à deux paramètres l'erreur ϵ_{PQ}^{r-rr} (5.5) pour un conducteur ACSR Partridge dézingué évalué à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et 28.	104
Figure 5.23	Approche 2 - Abaques 2D et 3D du conducteur ACSR Partridge réalisé à partir des positions optimales $z_e = 21$ mm et $z_{rr} = 23.5$ mm considérant l'effet de la tension parasite $\bar{V}_{rr}$	104
Figure 5.24	Approche 2 - Variation de la tension $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour la sonde à condition vide.	106
Figure 5.25	Approche 2 - Variation de la norme de la tension $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour les conducteurs ACSR Partridge et ACSR Curlew à l'état dézingué évalués à $\mu_{r_{Ac}} = 50$	106
Figure 5.26	Approche 2 - Analyse des composantes imaginaire et réelle de $\bar{V}_{rr}$ simulées pour les conducteurs ACSR Partridge et ACSR Curlew. . . .	107

Figure 5.27	Modèle 3D de la géométrie de sonde avec les retours de l'émetteur et du récepteur.	109
Figure 6.1	Prototype optimal imprimé et bobiné.	113
Figure 6.2	Montage de mesure d'impédance.	113
Figure 6.3	Échantillons du conducteur ACSR Zebra fournis par Hydro-Québec. .	114
Figure 6.4	Échantillons du conducteur ACSR Lark fournis par Hydro-Québec. .	115
Figure 6.5	Conducteur de référence assemblé à Polytechnique pour valider l'ap- proche de simulation des bandes de corrosion d'acier et d'aluminium des abaques.	116
Figure 6.6	Schéma illustrant la méthodologie (a) de fabrication des échantillons dégradés de zinc, et (b) de mesure de l'épaisseur du revêtement après la gravure.	117
Figure 6.7	Illustration du processus de fabrication d'un échantillon aux pertes progressives de zinc et d'aluminium.	118
Figure 6.8	Exemple de profil de pertes d'un échantillon dégradée du conducteur ACSR Lark (échantillon Lark 2) - Les données d'épaisseur de zinc et de pertes d'acier et d'aluminium.	119
Figure 6.9	Étalon à 54 brins d'aluminium utilisé pour la calibration des mesures	120
Figure 6.10	Exemple de mesure d'un échantillon dégradé.	120
Figure 6.11	Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée du conducteur de référence.	121
Figure 6.12	Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée des échantillons du conduc- teur ACSR Zebra.	123
Figure 6.13	Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée des échantillons du conduc- teur ACSR Lark.	123
Figure 6.14	Mesure à 77 kHz avec la sonde optimisée de l'échantillon Curlew 5. .	125
Figure 6.15	Mesure à 77 kHz avec la sonde optimisée de l'échantillon Curlew 4. .	126
Figure 6.16	Mesure à 77 kHz avec la sonde optimisée de l'échantillon Partridge 2.	127
Figure 6.17	Mesure à 77 kHz avec la sonde optimisée de l'échantillon Lark 3. . . .	129
Figure 6.18	Mesure à 77 kHz avec la sonde optimisée de l'échantillon Partridge 3.	130
Figure 7.1	Réponse des matériaux constituant des conducteurs ACSR par rapport à la fréquence d'excitation de la sonde.	132
Figure 7.2	Schéma d'un amplificateur de conversion tension-courant pour une charge inductive flottante L , comme le cas de l'émetteur d'une sonde à courants de Foucault.	134
Figure 7.3	Exemples de signaux multifréquence mesurés, soit $\bar{V}_{R_s}$ et $\bar{V}_r$	135
Figure 7.4	Étalon de calibration à 7 brins d'acier 12L14.	137

Figure 7.5	Modèle 2D de l'étalon en acier proposé pour la calibration de la sonde à basse fréquence.	137
Figure 7.6	Abaques 2D réalisés en utilisant le modèle de l'étalon à 7 brins d'acier à deux valeurs du facteur de calibration f_{cal}	138
Figure 7.7	Schéma simplifié du circuit de détection multifréquence à trois étages proposé.	141
Figure 7.8	Schéma complet de la source de courant multifréquence à trois étages et trois canaux.	144
Figure 7.9	Schéma de la première version du circuit amplificateur de courant sur circuit imprimé.	144
Figure 7.10	Schéma complet de la version finale du circuit d'amplification de courant.	147
Figure 7.11	Schéma de la version finale du circuit amplificateur de courant sur circuit imprimé.	148
Figure 7.12	Exemple de signal d'entrée $\bar{V}_{in}$ multifréquence programmé et envoyé au générateur de fonctions.	149
Figure 7.13	Montage expérimental pour des mesures multifréquences et monofréquences effectuées avec l'amplificateur de courant.	150
Figure 7.14	Analyseurs d'impédance utilisés pour effectuer des mesures monofréquences à basse et haute fréquence.	151
Figure 7.15	Exemple illustrant signal multifréquence ajusté (<i>fitted</i>) et tronqué à la fréquence fondamentale.	153
Figure 7.16	Spectre d'un signal multifréquence (1 kHz, 100 kHz et 1 MHz) obtenu par FFT.	154
Figure 7.17	Mesures multifréquence (signal 1) avec la sonde optimisée en présence d'un échantillon ACSR Zebra d'Hydro-Québec.	158
Figure 7.18	Mesures multifréquence (signal 2) avec la sonde optimisée en présence d'un échantillon ACSR Lark d'Hydro-Québec.	159
Figure 7.19	Profil de pertes de l'échantillon Partridge 6 - Les données d'épaisseur de zinc et de pertes d'acier et d'aluminium, ainsi que les points de mesure.	161
Figure 7.20	Mesures multifréquence (signal 3) avec la sonde optimisée en présence de l'échantillon dégradé Partridge 6.	162
Figure 7.21	Profil de pertes de l'échantillon Curlew 4 - Les données d'épaisseur de zinc et de pertes d'acier et d'aluminium, ainsi que les points de mesure.	164
Figure 7.22	Mesures multifréquence (signal 1) avec la sonde optimisée en présence de l'échantillon dégradé Curlew 4.	165
Figure 8.1	Exemple de sonde à courants de Foucault à ouverture permanente.	168

Figure 8.2	Premier prototype de sonde sous la forme de « U » (LineCore U) avec un bobinage équivalent au LineCore conventionnel.	170
Figure 8.3	Comparaisons entre les mesures du LineCore conventionnel et du LineCore U pour les échantillons du conducteur ACSR Zebra à 77 kHz.	170
Figure 8.4	Exemple de modèle 3D du bobinage d'une sonde ouverte en forme de « U ».	171
Figure 8.5	Configurations du bobinage proposées pour les simulations de la sonde fermée en présence d'un conducteur pour permettre la correction du décalage du nuage de points mesurés par une sonde ouverte.	173
Figure 8.6	Illustration du déplacement du nuage de points (simulation à un seul point, c.-à-d. l'état dézingué à $\mu_{r_{Ac}} = 50$), pour les trois configurations de bobinage proposées.	174
Figure 8.7	Modèle 3D et conditions de simulation de la sonde ouverte en forme de « U » proposée.	176
Figure 8.8	Géométrie de la sonde ouverte sous la forme de « U » considérant les trois configurations de bobinage proposées.	178
Figure 8.9	Évaluation de la tension parasite $\bar{V}_{rr}$ dans la sonde ouverte à condition vide pour les trois configurations du bobinage proposées.	180
Figure 8.10	Exemple de circuit imprimé flexible réalisée pour la conception de la sonde.	181
Figure 8.11	Mesures de l'échantillon Curlew 5 à 77 kHz avec les trois configurations de sonde ouverte.	183
Figure 8.12	Formats de sondes ouvertes fabriquées et testées.	184
Figure 8.13	Effet du pliage des bords du circuit imprimé.	184
Figure 8.14	Mesures de l'échantillon Curlew 5 à 77 kHz avec les sondes « U » et « Ω » (utilisant la configuration 3 du bobinage).	185
Figure 8.15	Effet du déplacement vertical du conducteur dans la sonde.	186
Figure 8.16	Preuve de concept à l'IREQ.	188

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

Abréviations

1D	Une dimension
2D	Deux dimensions
3D	Trois dimensions
AC	Alternating Current (courant alternatif)
ACSR	Aluminum Conductor Steel Reinforced (conducteurs d'aluminium renforcé en acier)
BEM	Boundary Element Method (méthode des éléments de frontière)
CEGB	Central Electricity Generating Board (commission centrale de production d'électricité)
CND	Contrôle non-destructif
DC	Direct Current (courant continu)
FDM	Finite Difference Method (méthode des différences finies)
FEM	Finite Element Method (méthode des éléments finis)
IREQ	Institut de Recherche d'Hydro-Québec
LF	Localized Flaw (Défaut localisé)
LMA	Loss of Metallic Cross-Sectional Area (perte de section transversale métallique)
LSM	Laboratoire de Supraconductivité et Magnétisme
MoM	Method of Moments (méthode des moments)
MFECT	Multi-Frequency Eddy Current Testing (essais par courant de Foucault multifréquence)
NDT	Non Destructive Testing (essais non destructifs)
OHLCD	Overhead Line Corrosion Detector (détecteur de corrosion pour lignes aériennes)
PLA	Polylactic Acid (acide polylactique)
RTP	Residual Zinc Plating Thickness (épaisseur de placage de zinc résiduel)
SMILE	Sonde Multifonctionnelle d'Inspection des Lignes Électriques

Opérateurs et fonctions

(x, y, z)	Coordonnées cartésiennes
(r, ϕ, z)	Coordonnées cylindriques

∇	Opérateur nabla
$\nabla \times$	Opérateur rotationnel
$\nabla \cdot$	Opérateur divergence
Δ	Opérateur laplacien
$\iint_S ds$	Intégrale de surface
$\frac{\partial}{\partial}$	Dérivée partielle
$\frac{d}{d}$	Dérivée
$\text{Re}\{\}$	Composante réelle d'un vecteur
$\text{Im}\{\}$	Composante imaginaire d'un vecteur
$ \cdot $	Valeur absolue d'un scalaire ou la norme d'un vecteur
ν	Ordre d'une fonction de Bessel modifiée
I_ν	Fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre ν
K_ν	Fonction de Bessel modifiée de deuxième espèce d'ordre ν
I_0	Fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre zéro
K_0	Fonction de Bessel modifiée de deuxième espèce d'ordre zéro
ber, bei	Fonctions de Kelvin d'ordre zéro

Notations

α_q	Angles de commutation d'un amplificateur de puissance classe D
$\beta_1, \dots, \beta_4$	Constants
Δt	Vecteur de temps d'un signal sinusoïdal acquis
δ	Profondeur de pénétration
ϵ	Permittivité électrique
ϵ_p	Valeur seuil de l'indice de modulation pour les p fréquences harmoniques
ϵ_{PQ}	Fonction objectif à être optimisée dans le processus d'optimisation des topologies de sonde sans et avec (approche 1) les bobines de retour
ϵ_{PQ}^{r-rr}	Fonction objectif à être optimisée dans le processus d'optimisation des topologies avec les bobines de retour (approche 2)
η	Facteur de blindage magnétique imposé par le revêtement de zinc à l'acier
$\theta_{r_n}^{cal}$	Phase de la tension $\bar{V}_{r_n}^{cal}$
μ	Perméabilité magnétique
μ_0	Perméabilité magnétique du vide ($= 4\pi \times 10^{-7}$ H/m)
μ_{air}	Perméabilité de l'air ($= \mu_0$)

μ_{Ac}	Perméabilité de l'acier à basse fréquence calculée à partir de μ_e ($\mu_{Ac} = \mu_0 \mu_e$)
μ_e	Perméabilité magnétique effective calculée en fonction de l'impédance et de la résistance d'un solénoïde infini à vide et en présence d'un conducteur
μ_r	Perméabilité magnétique relative du matériau ($= \mu/\mu_0$)
μ_{rAc}	Perméabilité magnétique relative de l'acier
μ_{Zn}	Perméabilité du zinc ($= \mu_0$)
σ	Conductivité électrique
σ_{Ac}	Conductivité électrique de l'acier
σ_{air}	Conductivité électrique de l'air ($=0$)
σ_{Al}	Conductivité électrique de l'aluminium
σ_{ceAl}	Conductivité électrique de la frontière conductrice utilisée pour simuler les contributions des courants-écrans circulant entre la première et la deuxième couche de brins d'aluminium
σ_{Zn}	Conductivité électrique du zinc
ϕ_{cal}	Angle de rotation de calibration
ω	Fréquence angulaire ($= 2\pi f$)
ω_p	Fréquences angulaires harmoniques de la fréquence angulaire fonda- mentale ω
« U »	Géométrie de sonde à courants de Foucault à ouverture permanente
« Ω »	Géométrie de sonde à courants de Foucault à ouverture permanente
$\bar{A}$	Potentiel vecteur magnétique
A_{cal}	Gain de calibration
a	Rayon d'un conducteur de géométrie cylindrique
$\bar{B}$	Densité de flux magnétique
b_p	Coefficient de Fourier
$c(r)$	Facteur de compensation en fonction de l'allongement d'un brin l_a et du pas de torsade p_t
$\bar{D}$	Densité du champ électrique
d_{Ac}	Diamètre d'un brin en acier
d_{Al}	Diamètre d'un brin en aluminium
$d'_{Ac,Al}$	Diamètre effectif restant d'un brin d'acier ou d'aluminium
d_e	Diamètre de l'émetteur
d_{er}	Diamètre de l'émetteur de retour
d_r	Diamètre du récepteur

d_{rr}	Diamètre du récepteur de retour
$\bar{E}$	Champ électrique
E_y	Champ électrique orienté selon l'axe y (coordonnées cartésiennes)
E_ϕ	Champ électrique orienté selon l'axe ϕ (coordonnées cylindriques)
$e_{ce_{Al}}$	Épaisseur de la frontière conductrice utilisée pour simuler les contributions des courants-écrans circulant entre la première et la deuxième couche de brins d'aluminium
e_{Zn}	Épaisseur de la couche de zinc
f	Fréquence
f_p	Fréquences harmoniques de la fréquence fondamentale f
f_{cal}	Facteur de calibration
G_1	Gain à l'étage 1 de l'amplificateur de courant
G_2	Gain à l'étage 2 de l'amplificateur de courant
G_3	Gain à l'étage 3 de l'amplificateur de courant
$\bar{H}$	Champ magnétique
H_{normal}	Norme du champ magnétique normal appliqué à la surface $z = 0$
$\bar{H}_{prim}$	Champ magnétique primaire provenant d'une excitation externe
$\bar{H}_{sec}$	Champ magnétique secondaire induit par la circulation de courants de Foucault
H_z	Champ magnétique orienté selon l'axe z
$\bar{I}$	Courant d'excitation
$\bar{I}_L$	Courant qui traverse l'émetteur
$\bar{I}_{Rs}$	Courant qui traverse la résistance de mesure R_s
$\bar{J}$	Densité de courant
$\bar{J}_i$	Densité de courant provenant des courants de Foucault induites
$\bar{J}_e$	Densité de courant provenant des sources externes
J_y	Densité de courant orientée selon l'axe y (coordonnées cartésiennes)
J_ϕ	Densité de courant orientée selon l'axe ϕ (coordonnées cylindriques)
J_s	Norme de la densité de courant de surface utilisée pour exciter l'émetteur
J_s^{e1}, J_s^{e2}	Norme de la densité de courant de surface utilisée pour exciter les bobines émettrices de la sonde LineCore en 3D
J_s^{er}	Norme de la densité de courant de surface utilisée pour exciter l'émetteur de retour de la sonde LineCore en 3D
k	Facteur de correction du courant ($=\bar{I}_L/\bar{I}_{Rs}$)
L	Inductance

l	Longueur de l'émetteur
l_a	Allongement d'un brin en fonction de son diamètre
l_b	Largeur d'un tour des bobines de l'émetteur et de l'émetteur de retour
l_{e1}, l_{e2}	Largeur de la première et deuxième bobine qui composent l'émetteur de la sonde LineCore
l_{er}	Largeur de l'émetteur de retour de la sonde LineCore
l_t	Largeur de la trace de bobinage
l_{br}	Largeur du récepteur
l_v	Largeur du bout vertical reliant le récepteur à le récepteur de retour
m_p	Indice de modulation pour les p fréquences harmoniques
N	Nombre de total de points sur chaque période complète d'un signal sinusoïdale
n	Nombre de tours d'une bobine
n_{e1}, n_{e2}	Nombre de tours de la première et deuxième bobine qui composent l'émetteur de la sonde LineCore
n_{er}	Nombre de tours de l'émetteur de retour de la sonde LineCore
P - Q	Plan de tensions utilisé pour l'affichage et l'analyse de données des sondes Cormon OHLCD et LineCore
P	Composante d'un signal converti au plan d'affichage P - Q en phase avec le courant d'excitation
p	Harmonique
$p(\%)$	Pourcentage de perte d'acier ou d'aluminium
p_t	Pas de torsade d'un conducteur
Q	Composante d'un signal converti au plan d'affichage P - Q en quadrature avec le courant d'excitation
R	Notation complexe normalisée de la composante cylindrique r par rapport à la profondeur de pénétration δ
R_0	Résistance d'un solénoïde infini à vide
R_a	Notation complexe normalisée du rayon du conducteur a par rapport à la profondeur de pénétration δ
R_{in}	Résistance d'entrée d'un amplificateur
R_{in}	Résistance de feedback d'un amplificateur
R_s	Résistance de mesure
t	Temps
$\bar{U}$	Potentiel scalaire électrique

$\bar{V}$	Tension totale induite dans une sonde à courants de Foucault ($=\bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$)
V_0	Amplitude de la tension d'impulsion de sortie d'un amplificateur de puissance classe D
$\bar{V}_1$	Tension en sortie de l'étage 2 de l'amplificateur de courant
$\bar{V}_{in}$	Tension d'excitation de l'amplificateur de courant
$\bar{V}'_{in}$	Tension en sortie de l'étage 1 de l'amplificateur de courant
$\bar{V}_{out}$	Tension en sortie de l'étage 3 de l'amplificateur de courant
V_p	Amplitude de la tension pour les p fréquences harmoniques
$\bar{V}_{PQ}$	Tension de sortie converties au plan d'affichage de données P - Q de la sonde LineCore
$\bar{V}_{PQ}^{2D}$	Tension dans le plan P - Q calculé en 2D
$\bar{V}_{PQ}^{3D}$	Tension dans le plan P - Q calculé en 3D
$\bar{V}_{PQ}^{cal}$	Tension de calibration dans le plan d'affichage P - Q
$\bar{V}_r$	Tension dans la bobine de réception (récepteur)
$\bar{V}_r^{air}$	Tension de la sonde à condition vide
$\bar{V}_r^{cal}$	Tension de la sonde en présence d'un étalon de calibration
$\bar{V}_{rn}$	Tension $\bar{V}_r$ référée à la condition de la sonde à vide $\bar{V}_r^{air}$
$\bar{V}_{rn}^{cal}$	Tension de calibration ($=\bar{V}_r^{cal} - \bar{V}_r^{air}$)
$\bar{V}_{rr}$	Tension dans la bobine de retour du récepteur
$\bar{V}_{Rs}$	Tension aux bornes de la résistance de mesure R_s
w_p	Amplitude d'un signal inversement proportionnelle à la fréquence ω_p
$\bar{Z}$	Impédance
$\bar{Z}_0$	Impédance d'un solénoïde infini à vide
z_b	Distance entre tours d'une bobine
z_e	Position de l'émetteur
z_{er}	Position de l'émetteur de retour
$\bar{Z}_N$	Impédance d'un solénoïde infini normalisée
z_r	Position du récepteur
z_{rr}	Position du récepteur de retour
$\bar{Z}_S$	Impédance d'un solénoïde infini en présence d'un conducteur

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Mise en contexte

Le transport d'énergie électrique est un des plus importants services essentiels dans les sociétés modernes, ce qui conduit les compagnies d'électricité à surveiller les conditions physiques et électriques de leurs actifs attentivement, afin de garantir la fiabilité du réseau à tout moment. Les stratégies de maintenance ont alors évolué au cours des dernières décennies en réponse à une réglementation stricte et au vieillissement inévitable des actifs [1]. Au fil des années, les lignes de transport sont affectées par une gamme des mécanismes de dégradation, résultants d'une combinaison des facteurs climatiques, conditions de pollution et de salinité de l'environnement, ainsi que de facteurs mécaniques liés à la fatigue interne et aux vibrations causées par les vents. Bien que l'effet combiné de ces différents mécanismes de dégradation soit difficile à prévoir, il est essentiel de disposer d'outils pour évaluer leur impact afin de maintenir la stabilité du réseau.

Les pratiques de maintenance des lignes de transport ont été fortement influencées par la combinaison de la robotique et des techniques de contrôle non destructifs (CND) [1], qui ont joué un rôle très important dans l'augmentation de l'efficacité et de la vitesse des inspections, permettant de détecter et réparer problèmes mineurs avant qu'ils ne causent des dommages importants. L'utilisation de la technique de CND basée sur les mesures par courants de Foucault, consolidée dans le secteur de l'énergie dans les années 90 [2] pour le contrôle de l'intégrité interne des conducteurs de lignes aériennes, s'est avérée être un outil robuste pour offrir les informations nécessaires pour la prise de décision par les entreprises avant que ces dommages ne provoquent des perturbations systématiques ou des ruptures de conducteurs.

Les conducteurs du type *Aluminum Conductor Steel Reinforced* (ACSR) sont largement employés dans les systèmes de transport d'électricité aériens dû à leur faible coût de fabrication, bonne capacité mécanique et haute performance électrique. À l'approche de leur âge moyen, entre 25 et 40 ans après le début de leur opération [3, 4], les signes de détérioration deviennent plus significatifs. Par conséquent, les activités de maintenance préventive et corrective deviennent plus fréquentes et, dans des cas extrêmes, le remplacement des câbles devient nécessaire. Cela implique des coûts élevés pour les entreprises et des interruptions du service d'approvisionnement d'énergie.

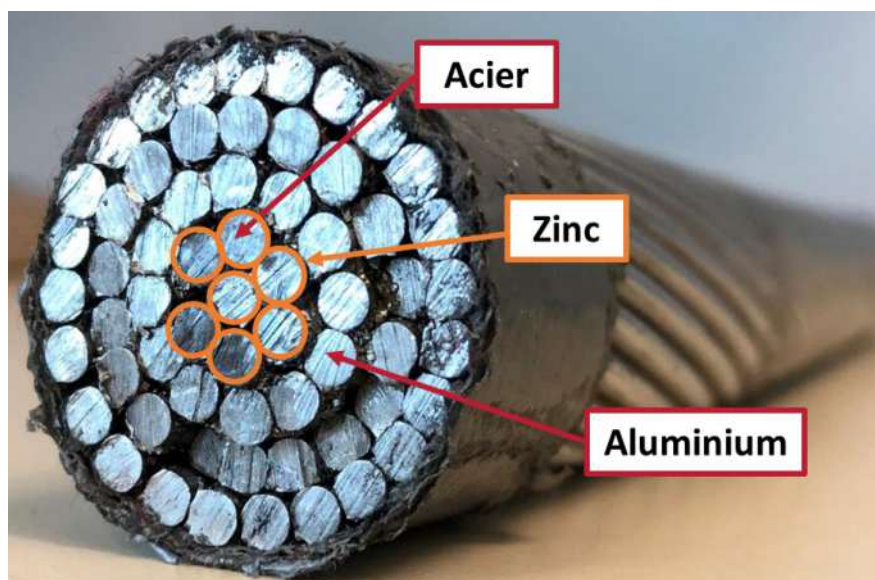


FIGURE 1.1 Exemple de conducteur ACSR. Âme d'acier à 7 brins avec revêtement en zinc et une enveloppe en aluminium à 54 brins.

Le principe de base de la technologie des conducteurs ACSR repose sur un groupe de brins en aluminium formant une sorte d'enveloppe pour transporter le courant, et une âme en acier galvanisé pour supporter le poids de la ligne (grâce à sa bonne résistance à la traction et à la rupture, ainsi que son faible coût). L'acier est revêtu d'une couche de zinc qui produit une cellule galvanique de protection entre l'aluminium et l'acier, agissant comme une anode sacrificielle [5,6], comme le montre la Figure 1.1. La vitesse à laquelle la perte de galvanisation interne progresse, et par conséquent la corrosion de l'acier, est intimement liée aux conditions environnementales, au type de conducteur ACSR, aux paramètres de fonctionnement du réseau électrique, etc. [5,6]. Bien que l'aluminium ne soit protégé par aucun revêtement, il est également vulnérable à la corrosion.

À cet égard, ce travail a été défini selon les besoins et sur la base de l'expérience d'une grande entreprise du secteur électrique : Hydro-Québec. L'institut de Recherche d'Hydro-Québec (IREQ), en partenariat avec le Laboratoire de Supraconductivité et Magnétisme (LSM) de Polytechnique Montréal, a lancé le projet **Sonde Multifonctionnelle d'Inspection des Lignes Électriques (SMILE)**, qui vise à développer une **sonde à courant de Foucault** et une **sonde magnétique** permettant la détection des défauts et anomalies sur les conducteurs des lignes électriques aériennes. Ces dispositifs seront installés sur un drone qui parcourra les lignes aériennes de transport d'électricité, ce qui permettra de localiser les dommages et d'obtenir des informations sur l'état des conducteurs. Le volet sonde magnétique a été réalisé dans la cadre d'un projet de maîtrise, qui a été conclu en 2022. Les résultats ont montré que

la sonde magnétique conçue est sensible à la détection de différents types de défauts dans l'âme d'acier [7]. Le prototype est présentement en phase de maturation à l'IREQ.

Dans la cadre de **ce projet de doctorat, nous nous intéressons exclusivement au développement d'une sonde à courants de Foucault** capable de mesurer simultanément les pertes de l'épaisseur de placage de zinc et les pertes de la section transversale dans les fils d'acier et d'aluminium. À partir de l'évaluation et de la surveillance de l'état de corrosion interne, il sera possible de mitiger d'éventuelles perturbations du réseau électrique et des chutes de conducteurs. Cette technologie représente également un grand avantage en ce qui concerne le travail des équipes de maintenance des lignes, car elles seront capables de surveiller et d'évaluer l'état de corrosion des conducteurs sans être exposées aux risques du travail en hauteur et dans les lignes sous tension.

1.1.1 Problématique

De 2010 à 2014, l'Unité Robotique de l'IREQ a développé la technologie LineCore [8], un dispositif monofréquence à courants de Foucault qui permet d'évaluer la dégradation de la couche de zinc, utilisé comme métal sacrificiel pour protéger l'âme d'acier des conducteurs ACSR. Cette technologie, inspirée des travaux effectués au Royaume-Uni [9–11] dans les années 80-90, permet de superposer la réponse de la sonde LineCore dans des *abaques de corrosion*, qui mesurent des variations d'impédance vue par la sonde par rapport à un étalon de calibration. Cependant, la conception d'une seule sonde légère et capable de mesurer simultanément les pertes de zinc, de l'acier et de l'aluminium reste encore un défi.

Présentement, Hydro-Québec utilise la modélisation et la simulation par éléments finis en 2D pour créer les abaques de corrosion du LineCore. Dans la modélisation 2D, l'émetteur (bobine d'excitation) de la sonde est représenté par un solénoïde parfait (infini), contrairement à l'émetteur réel en 3D, ce qui génère une erreur d'analyse. Les résultats ont montré que les simulations 2D ne décrivent pas correctement le comportement de la bobine émettrice réelle, en particulier à basse fréquence. Bien que les simulations 3D aient montré une grande corrélation avec les données expérimentales, elles nécessitent une grande quantité de ressources informatiques et de longues périodes de simulation. À titre comparatif, la création d'un **abaque 3D** prendre **environ 30 heures de simulation**, sans tenir compte du travail humain pour la création de la géométrie et maillage du modèle. Dans le cas d'un **abaque 2D**, le temps de calcul est **d'environ 15 minutes**.

Comme les abaques sont créés pour chaque conducteur ACSR inspecté, et le partenaire du projet dispose d'une large gamme de conducteurs, une **géométrie 3D** de sonde qui produirait des **abaques identiques** aux **abaques 2D** éliminerait ces difficultés (charge de calcul, temps

de simulation et temps de personnel) pour créer les abaques pour tous les conducteurs utilisés par Hydro-Québec.

De plus, dans le cas d'un conducteur ACSR, les brins d'acier, d'aluminium et le placage de zinc présentent **différents niveaux de sensibilité** par rapport à la fréquence d'excitation du dispositif, ce qui implique des limites dans les mesures combinées de ces trois facteurs effectués à la même fréquence. Ainsi, il serait extrêmement pertinent de développer une sonde multifréquence capable d'envoyer simultanément les fréquences dans lesquelles les réponses des différents matériaux sont les plus sensibles.

1.1.2 Question de recherche et l'hypothèse principale du projet

En rapport à la problématique présentée ci-dessus, la question de recherche sous-jacente à ce projet est la suivante : ***est-il possible d'évaluer quantitativement l'état de corrosion d'un conducteur ACSR haute tension (pertes de zinc, d'aluminium et d'acier) avec une sonde à courants de Foucault multifréquence ?***

Pour tester cette hypothèse, l'approche proposée est la suivante :

- (i) la modélisation par éléments finis en 2D et 3D, réalisée dans le logiciel commercial COMSOL Multiphysics® [12], de la sonde en présence de différents types de conducteur ACSR pour créer des abaques de corrosion et pour évaluer quelles sont les fréquences les plus sensibles aux pertes de zinc, d'aluminium et d'acier ;
- (ii) la réalisation d'un circuit d'amplification de courant à multifréquence simultanée pour alimenter la bobine d'excitation du dispositif ;
- (iii) le développement d'une méthodologie pour traiter les signaux provenant du dispositif, permettant de séparer les pertes de zinc, d'acier et d'aluminium.

1.2 Les objectifs de recherche

L'objectif principal de ce projet est de **développer une sonde à courants de Foucault légère et précise sur les matériaux constituant des conducteurs ACSR à haute tension, permettant d'évaluer leur état de corrosion.**

Cet objectif principal conduit à **quatre objectifs spécifiques** énoncés comme suit :

- (i) développer une méthodologie de simulations par éléments finis 3D pour prédire la performance des sondes pour les dispositifs de géométries arbitraires en présence de différents types de conducteurs ACSR ;

- (ii) proposer un bobinage de sonde dont la réponse simulée avec un modèle 3D est identique à la réponse d'une sonde solénoïdale, simulable en 2D (ci-dessous appelée *sonde optimale*);
- (iii) fabriquer un prototype de sonde optimale pour valider (i) l'équivalence 2D/3D et (ii) pour tester l'état de dégradation des conducteurs ACSR (zinc, acier, aluminium);
- (iv) explorer la faisabilité d'utiliser une méthode multifréquence pour mesurer simultanément les pertes de zinc, d'aluminium et d'acier.

1.3 L'équipe du projet

À Polytechnique, l'équipe responsable du développement du projet SMILE, sous la direction du prof. Frédéric Sirois, a été composée par : Jonathan Bellemare (chercheur postdoctoral et responsable de la gestion du projet entre 2020 et 2022), Yahya Iben Brahim (titre de maître obtenu en 2022, volet *Sonde magnétique*) et Marina Gasparini Pinho (candidate au doctorat, volet *Sonde à courants de Foucault*).

À l'IREQ les responsables pour le projet sont M. Nicolas Pouliot (chargé du projet), M. Gilles Rousseau (chercheur), Éric Lavoie (ingénieur) et Pierre Latulipe (technicien). À la fin de sont mandant à Polytechnique, Jonathan Bellemare s'est joint à l'équipe de l'IREQ en tant que chercheur.

1.4 Plan de la thèse

Afin de résumer les démarches et les contributions originales apportées pour accomplir les objectifs proposés, la présente thèse est divisée en 10 chapitres (incluant ce chapitre d'introduction). Le Chapitre 2 présente une revue de littérature exposant les principaux fondements de cette recherche, notamment l'utilisation des méthodes CND, le principe de base et les techniques d'inspection par courants de Foucault.

Dans la première partie du Chapitre 3, la formulation générale du problème de diffusion magnétique (intrinsèquement lié au phénomène des courants de Foucault), ainsi que la solution du champ de diffusion 1D dans les cas d'un domaine semi-infini et d'une géométrie cylindrique, sont présentées. La deuxième partie présente brièvement les principales méthodes de résolution numérique utilisées pour l'analyse des problèmes d'induction électromagnétique, en particulier la méthode des éléments finis, adoptée dans ce travail.

Le Chapitre 4 présente la méthodologie de création des abaques à partir des simulations par éléments finis 2D et 3D. La méthodologie de modélisation 2D utilisée par Hydro-Québec,

ainsi que la méthodologie de modélisation 3D développée pour atteindre l'objectif spécifique 1, sont adressées dans ce chapitre. La modélisation 3D des paramètres réels de bobinage de la sonde LineCore actuelle a été utilisée pour illustrer la méthodologie proposée, permettant la comparaison entre des abaques approximatifs en 2D et les abaques 3D du LineCore pour différents types de conducteur.

L'optimisation du bobinage de la sonde fait l'objet de discussion au Chapitre 5 présentant les détails de la méthodologie d'optimisation développée pour atteindre l'objectif spécifique 2, ainsi que les résultats de l'optimisation. Le Chapitre 6 se consacre à la méthodologie de fabrication des échantillons de test et au montage expérimental réalisé pour valider expérimentalement le dispositif optimisé conçu dans le cadre de l'objectif spécifique 3.

Le Chapitre 7 est consacré à la méthode multifréquence développée pour la mesure simultanée des pertes de zinc, d'acier et d'aluminium, présentant les concepts de l'électronique conçue, les critères adoptés pour la création du script de traitement des signaux, et le montage expérimental utilisé pour accomplir l'objectif spécifique 4.

Le Chapitre 8 est un chapitre bonus et présente une innovation hors des objectifs stipulés dans la cadre de ce projet de recherche. Il s'agit de la conception d'une sonde qui permet la mesure par courants de Foucault avec une sonde ouverte, c.-à-d. un dispositif sans le mécanisme d'ouverture/fermeture.

Dans le Chapitre 9, les objectifs de cette thèse sont évalués à la lumière des techniques proposées et des résultats obtenus. Enfin, au Chapitre 10, les résultats de ce travail sont résumés, et des recommandations pour de futurs travaux de recherche sur le sujet sont présentées.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

Les techniques de contrôle non-destructif (CND) appartiennent à un segment du domaine de la science des matériaux et de l'ingénierie qui permettent d'effectuer des inspections et des tests sur des objets et des structures sans les endommager, en évaluant leur uniformité et leur qualité [13]. Elles sont basées sur des principes physiques tels que l'électromagnétisme, le son, la lumière et les radiations. Ces techniques permettent l'inspection non intrusive des matériaux et des composants pour détecter toute anomalie dans leurs propriétés telles que les fissures, la porosité ou les variations d'épaisseur, entre autres.

Les méthodes CND peuvent être appliquées dans diverses industries telles que l'aérospatiale [14–16], le transport ferroviaire [17, 18], le génie civil [19–21], le pétrole et gaz [22, 23], les centrales électriques [24, 25], le transport d'électricité [26–28], parmi d'autres. Les techniques les plus couramment utilisées comprennent les inspections ultrasonores, la radiographie, les inspections par courants de Foucault, les inspections magnétostatiques et les inspections visuelles.

Toussaint et al. [1] présentent une revue complète et détaillée de l'état de l'art qui porte sur le développement de dispositifs robotiques capables de franchir des obstacles pour effectuer des inspections de lignes aériennes d'électricité. L'article décrit les nouvelles découvertes des équipes de maintenance de lignes entre les années 1990 et 2000, ainsi que les défis restants et les facteurs clés (tels que la robustesse, les méthodes d'installation, le travail sous tension, etc.), qui doivent être pris en compte pour réaliser de technologies de ce genre.

Il est bien entendu que cette revue de littérature est un bref résumé de la vaste littérature disponible sur le sujet. Ainsi, la première partie de ce chapitre présente les principales méthodes CND adoptées pour les pratiques de maintenance des lignes de transport au cours des dernières années. La dernière partie donne une vue générale sur le principe de fonctionnement de sondes qui utilisent la méthode des courants de Foucault, notamment la technique de détection à monofréquence et les techniques par courant pulsé et multifréquence.

2.1 Méthodes CND appliquées aux lignes de transport

Dans les dernières années, de nombreuses procédures non destructives ont été proposées pour détecter des défauts dans les actifs du secteur de l'énergie, en particulier des méthodes visuelles, acoustiques, mécaniques, électromagnétiques, etc. [13]. La littérature [5, 6, 10, 11, 28] présente les premières procédures développées dans les années 90, notamment basées

sur la méthode d'induction électromagnétique (courants de Foucault), pour la détection des endommagements dans les câbles de transport.

En 1990, Komoda et al. [28] ont présenté une comparaison entre les méthodes CND utilisées dans les inspections des lignes aériennes évaluant la sensibilité, la facilité d'utilisation et les exigences de performance. Les techniques évaluées étaient :

- (i) **Inspections visuelles à l'aide de caméras** - les points de corrosion ou d'endommagement sont identifiés après l'évaluation des vidéos enregistrées lors des inspections le long de la ligne. Ceci implique une grande demande de temps pour l'évaluation des images et des réactions tardives des équipes de maintenance, en plus d'être limité à une analyse de ce qui est visible en surface seulement ;
- (ii) **Méthode de rigidité en flexion** - consiste à déterminer le déplacement d'un ensemble de poulies, positionnées sur un conducteur, à partir de l'application d'une contrainte de flexion définie ;
- (iii) **Méthode de vibration longitudinale** - les dispositifs émetteurs et récepteurs d'une onde de vibration longitudinale sont connectés au conducteur pour la détection et l'analyse des formes d'onde résultantes ;
- (iv) **Méthode par ultrasons** - consiste à émettre une onde ultrasonore le long du conducteur pour détecter les échos dans les sections endommagées ;
- (v) **Méthode de fuite de flux magnétique** - le principe de base consiste en l'aimantation du conducteur à travers des aimants permanents (ou électro-aimants), qui induisent un flux magnétique longitudinal. Le flux magnétique est mesuré à l'aide de bobines, de capteurs de type Hall ou de capteurs *fluxgate* [29], et en cas de discontinuités dues à la corrosion ou à des ruptures de fils, une fuite de flux magnétique est détectée.
- (vi) **Méthode d'induction électromagnétique (courants de Foucault)** - consiste à appliquer un signal à une fréquence donnée dans une bobine d'excitation et à lire la réponse d'une bobine de détection pour déterminer les variations d'impédance provoquées par l'induction de courants de Foucault le long des sections conductrices et ferromagnétiques (saines et endommagées).

Les méthodes de rigidité en flexion (i) et de vibration longitudinale (ii) appartiennent au groupe de techniques mécaniques de CND. Les deux sont évaluées par les auteurs comme difficiles à réaliser et de faible sensibilité. Dans le cas de la méthode par ultrasons (iv), malgré une sensibilité raisonnable, la difficulté de réalisation et d'utilisation sur une ligne haute tension devient un inconvénient majeur [28].

La méthode de fuite de flux magnétique (v) et la méthode d'induction électromagnétique (vi), également référencée sous le nom de méthode de courants de Foucault, appartiennent à la classe des techniques de CND électromagnétique. D'après l'évaluation de Komoda et al. [28], il devient évident que les deux techniques liées à des phénomènes électromagnétiques sont les plus pertinentes et efficaces pour détecter les anomalies internes dans les lignes aériennes sous tension. En fait, les inspections électromagnétiques et visuelles se complètent. L'évolution de la réglementation s'oriente clairement vers des inspections périodiques combinées avec les deux techniques [1].

Dans la cadre des méthodes CND électromagnétiques, Weischedel [29] détaille le principe de deux types d'inspections distinctes de grande importance pour la surveillance de conducteurs aériens, soit :

- l'inspection de localisation de défauts (***Localized-Flaw Inspection - LF***) ;
- l'inspection des pertes de section transversale métallique (***Loss of Metallic Cross-Sectional Area Inspection - LMA***).

L'inspection LF détecte des discontinuités dans les brins d'acier (brins internes et externes) des conducteurs ACSR, et peut aussi mesurer la perte de section d'acier. L'inspection LMA vise à mesurer quantitativement les pertes de section transversale des fils d'un conducteur causé par des processus corrosifs internes ou externes. La Figure 2.1 illustre ces deux types d'anomalies.

Dans les inspections LF, la composante azimutale du flux fuite est mesurée par des capteurs adaptés. Ces capteurs sont également appelés capteurs différentiels, car ils ne détectent que les changements de profil du flux magnétique dans le câble. Par conséquent, la détection des défauts dépend d'un changement rapide du flux magnétique, qui est généralement causé par des brins cassés. Les capteurs différentiels ne peuvent pas détecter des changements fins et progressifs du flux du câble, généralement causés par le processus corrosif [29].

Dans les inspections LMA, des pertes de section transversale du conducteur sont déterminées en mesurant l'amplitude et la phase de la tension induite par rapport au champ magnétique appliqué. Deux types de capteurs peuvent être utilisés pour cette mesure : (i) des capteurs à effet Hall (ou des capteurs *fluxgate*) et (ii) des bobines en combinaison avec des circuits intégrateurs [29]. La seconde approche est plus utilisée pour l'évaluation de la section résiduelle, car pour mesurer la densité de flux, les capteurs Hall (ou *fluxgate*) doivent être physiquement insérés dans le chemin du flux magnétique, ce qui n'est pas possible lors de la mesure du flux magnétique à l'intérieur du conducteur [29].



FIGURE 2.1 Anomalies évaluées lors des inspections LF et LMA, respectivement : (a) échantillons à brins cassés et (b) échantillons à perte de section transversale. Adapté de Pinto [13]

En plus des mesures de pertes de section transversale et de détection des défauts, il y a un autre facteur crucial à mesurer afin d'évaluer l'état de corrosion des lignes : l'épaisseur de placage de zinc résiduel (*Residual Zinc Plating Thickness - RPT*). Dans le cas des conducteurs ACSR, la dégradation commence par des pertes dans la couche de zinc avant de progresser vers les torons d'acier et d'aluminium.

L'utilisation de la méthode de courants de Foucault pour la mesure d'épaisseurs de revêtements est un sujet de recherche depuis les années 60. Dodd et Deeds [30] ont réalisé les travaux initiaux de développement d'une méthodologie analytique CND basée sur les courants de Foucault pour réaliser telle mesure. Wait et Gardner [31] ont étudié l'application de cette technique aux conducteurs à couches cylindriques. La littérature [32–36] présente des dispositifs et des méthodes basées sur le principe des courants de Foucault pour déterminer les pertes dans la couche zinc.

Barbosa [37] propose une représentation mathématique simplifiée pour déterminer analytiquement le RPT en fonction de l'impédance d'un solénoïde. Précédemment, Wait et Gardener ont développé dans [31] des équations analytiques exactes pour déterminer l'impédance d'un solénoïde en présence d'un conducteur. Malgré leur précision, ces équations sont difficiles à manipuler, car elles impliquent plusieurs fonctions de Bessel modifiées avec des arguments complexes. Une formulation qui fait une corrélation entre le RPT et l'impédance d'un solénoïde a également été développée par Halleux *et al.* [38], permettant sa solution numérique à partir de la méthode de Newton-Raphson à deux variables. Barbosa [37] propose alors une nouvelle approche de ce problème, basée uniquement sur des manipulations algébriques de quantités complexes. L'hypothèse derrière la solution proposée par [37] est que la profondeur de pénétration (proprement définie par l'équation 2.7 à la section 2.2) des courants de Foucault dans le revêtement de zinc est beaucoup plus grande que l'épaisseur du revêtement.

Le problème présenté dans [37] est formulé sous une approximation quasi stationnaire, en coordonnées cylindriques (r, ϕ, z) , et considère un brin d'acier uniformément galvanisé placé

au centre d'un solénoïde infini, comme le montre la Figure 2.2. Chaque milieu possède ses propriétés physiques de conductivité (σ) et perméabilité (μ), c.-à-d., l'acier (σ_{Ac} , μ_{Ac}), le zinc (σ_{Zn} , $\mu_{Zn} = \mu_0$) et l'air ($\sigma_{air} = 0$, $\mu_{air} = \mu_0$), où μ_0 est la perméabilité magnétique du vide. Un courant d'excitation azimutale de fréquence f est appliqué au solénoïde, en imposant un champ magnétique dans la direction axiale de son plan. Le solénoïde (suffisamment longue [37]) de n tours a une longueur l , $l \gg d_e$, et le fil s'étend bien au-delà du solénoïde dans ses deux côtés, de sorte que l'effet d'extrémité peut être négligé [37].

Les courants de Foucault seront alors induits dans l'acier et dans la couche de zinc. La première simplification adoptée par [37] considère que l'effet des courants de Foucault dans l'acier peut être représentée par une *perméabilité magnétique effective*, μ_e [37]. À partir de la Figure 2.2, **si la couche de zinc est retirée et si le solénoïde est réduit**, de sorte que $d_e = d_{Ac}$, le paramètre μ_e peut être défini tel que,

$$\mu_e = \frac{\bar{Z}_S - R_0}{\bar{Z}_0 - R_0}, \quad (2.1)$$

où $\bar{Z}_S$ est l'impédance du solénoïde en présence du conducteur, et $\bar{Z}_0$ et R_0 sont, respectivement, l'impédance et la résistance du solénoïde à condition vide. Il s'agit donc d'une quantité complexe qui dépende de la fréquence d'excitation. L'auteur fait référence à des équations développées par [31], qui permettent de déterminer μ_e en fonction de μ_{Ac} et des équations de Bessel modifiées de première espèce et d'ordre 0 et 1 [37]. À noter que la perméabilité μ_{Ac} considérée dans [31] doit être obtenue à une fréquence très basse, de sorte que l'effet des courants de Foucault soit négligé. D'après 2.1, la perméabilité μ_e peut alors être déterminée expérimentalement à partir d'une mesure directe d'un brin dézingué et, à une fréquence d'excitation constante [37], la perméabilité de l'acier peut être écrite sous la forme

$$\mu_{Ac} = \mu_e \mu_0. \quad (2.2)$$

La simplification finale proposée par [37] considère que **l'épaisseur de la couche de zinc est beaucoup plus petite que le rayon du brin d'acier**, $e_{Zn} \ll d_{Ac}$. À lumière de cette hypothèse et après quelques manipulations algébriques, la solution simplifiée proposée par [37] permet de calculer l'épaisseur de la couche de zinc directement en fonction de l'impédance du solénoïde :

$$e_{Zn} = \frac{j}{\pi f d_{Ac} \mu_0 \sigma_{Zn}} \left[\frac{1}{\mu_e} - \frac{d_{Ac}^2 / d_e^2}{-j \bar{Z}_N - 1 + (d_{Ac}^2 / d_e^2)} \right]. \quad (2.3)$$

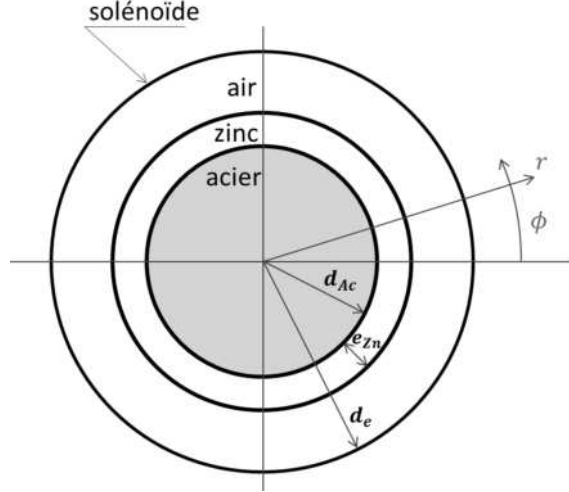


FIGURE 2.2 Vue en coupe d'un brin d'acier de rayon d_{Ac} avec une couche de zinc uniforme d'épaisseur e_{Zn} , placé au centre d'un solénoïde de rayon d_e . Adapté de [37].

Dans l'équation ci-dessus $j = \sqrt{-1}$ est l'unité imaginaire, et la quantité $\bar{Z}_N = \frac{\bar{Z}_s}{-jZ_0}$ est l'impédance normalisée du solénoïde. Sous la condition $e_{Zn} \ll d_{Ac}$, après quelques manipulations présentés dans [37], $\bar{Z}_N$ devient

$$\bar{Z}_N = j \left(1 - \frac{d_{Ac}^2}{d_e^2} + \eta \mu_e \frac{d_{Ac}^2}{d_e^2} \right), \quad (2.4)$$

étant le terme η

$$\eta = \frac{H_{prim} + H_{sec}}{H_{prim}}, \quad (2.5)$$

défini comme *facteur de blindage* [37], c.-à-d. le champ magnétique H_R , résultant de l'itération entre le champ primaire H_{prim} (externe) et secondaire H_{sec} (induit par des courants de Foucault), normalisé par rapport au champ primaire. En supposant toujours $e_{Zn} \ll d_{Ac}$, la valeur de η est telle que

$$\eta = (1 + j f \pi \mu_0 \sigma_{Zn} \mu_e e_{Zn} d_{Ac})^{-1}. \quad (2.6)$$

Une validation de (2.3) a été réalisée en utilisant les données précises fournies par [31]. Les résultats montrent un très bon accord entre les deux approches, conduisant à des erreurs inférieurs à 1.3% dans l'impédance normalisée du solénoïde, pour des épaisseurs de revêtement jusqu'à 80 μm [37].

Dans les simulations numériques, la modélisation liée à la détermination de l'épaisseur de la couche de zinc est normalement réalisée à partir d'une approximation du placage à une

impédance de surface, afin de réduire la charge de calcul. Cette approche est adoptée dans ce travail pour la création des modèles 2D et 3D présentés tout au long de cette thèse.

Les travaux réalisés à l'IREQ entre 2016 et 2018 [39,40] ont montré que les mesures de perte de section (LMA) des fils d'aluminium et de l'âme d'acier, ainsi que les pertes de zinc (RPT), peuvent toutes les trois être mesurées à l'aide d'une sonde à courants de Foucault, alors que les mesures pour identifier les bris dans les brins (LF) nécessitent l'application d'un champ magnétique DC associé à des capteurs à effet Hall.

2.2 Le principe des courants de Foucault

Les problèmes concernant les courants de Foucault impliquent des champs magnétiques et des courants d'écrantage. Le chemin des courants de Foucault sont dictés par l'équation différentielle de diffusion magnétique, qui peut être exprimée en termes de la densité de courant $\bar{J}$, lui-même calculé à partir du potentiel vecteur magnétique $\bar{A}$ ou du champ magnétique $\bar{H}$. Les courants de Foucault sont présents dans tout matériau conducteur soumis à un champ magnétique variant dans le temps. Ils se produisent dans les équipements électriques allant de la cage d'écureuil d'un moteur à induction à la frontière d'un guide d'onde [41]. La formulation du problème de courants de Foucault sera abordée dans le Chapitre 3.

Les techniques adoptées pour la réalisation des dispositifs à courants de Foucault sont largement discutées dans [5, 6, 11, 28, 42, 43]. En particulier, Kriezis et al. [44] et Stuky [45] présentent des revues complètes des concepts électromagnétiques associés à cette technique CND.

Le principe de base d'un dispositif de détection émetteur-récepteur à courants de Foucault consiste en un courant variable dans le temps, $\bar{I}$, circulant dans les bobines d'excitation, qui génère un champ magnétique primaire $\bar{H}_{prim}$, parallèle à l'axe central du conducteur, et une bobine réceptrice, qui mesure la tension induite, $\bar{V}_{r1}$, proportionnelle à la variation du flux magnétique dans une section déterminée du conducteur, comme l'illustre la Figure 2.3a. Ce comportement est prédit par la loi de Faraday, qui stipule qu'une tension est induite dans une boucle conductrice si elle est soumise à un flux magnétique qui varie dans le temps [43, 44].

Les courants de Foucault, $\bar{J}_i$, induisent un champ secondaire, $\bar{H}_{sec}$, en opposition avec le champ magnétique $\bar{H}_{prim}$ généré par la bobine, comme le montre la Figure 2.3b. L'interaction de ces deux champs provoque un champ magnétique résultant dans la bobine et, par conséquent, change l'impédance apparente mesurée aux bornes de la bobine de réception [43]. Cette variation de l'impédance est directement dépendante de (i) la géométrie de l'échantillon évalué, (ii) la distance entre la bobine et l'échantillon, et (iii) la perméabilité magnétique et

la conductivité électrique du matériau. En fait, la présence de défauts dans l'échantillon provoque des perturbations dans le profil des courants de Foucault, modifiant l'impédance apparente de la bobine (due à la variation de la tension induite $\bar{V}_{r_2}$), telle qu'illustrée dans la Figure 2.3c.

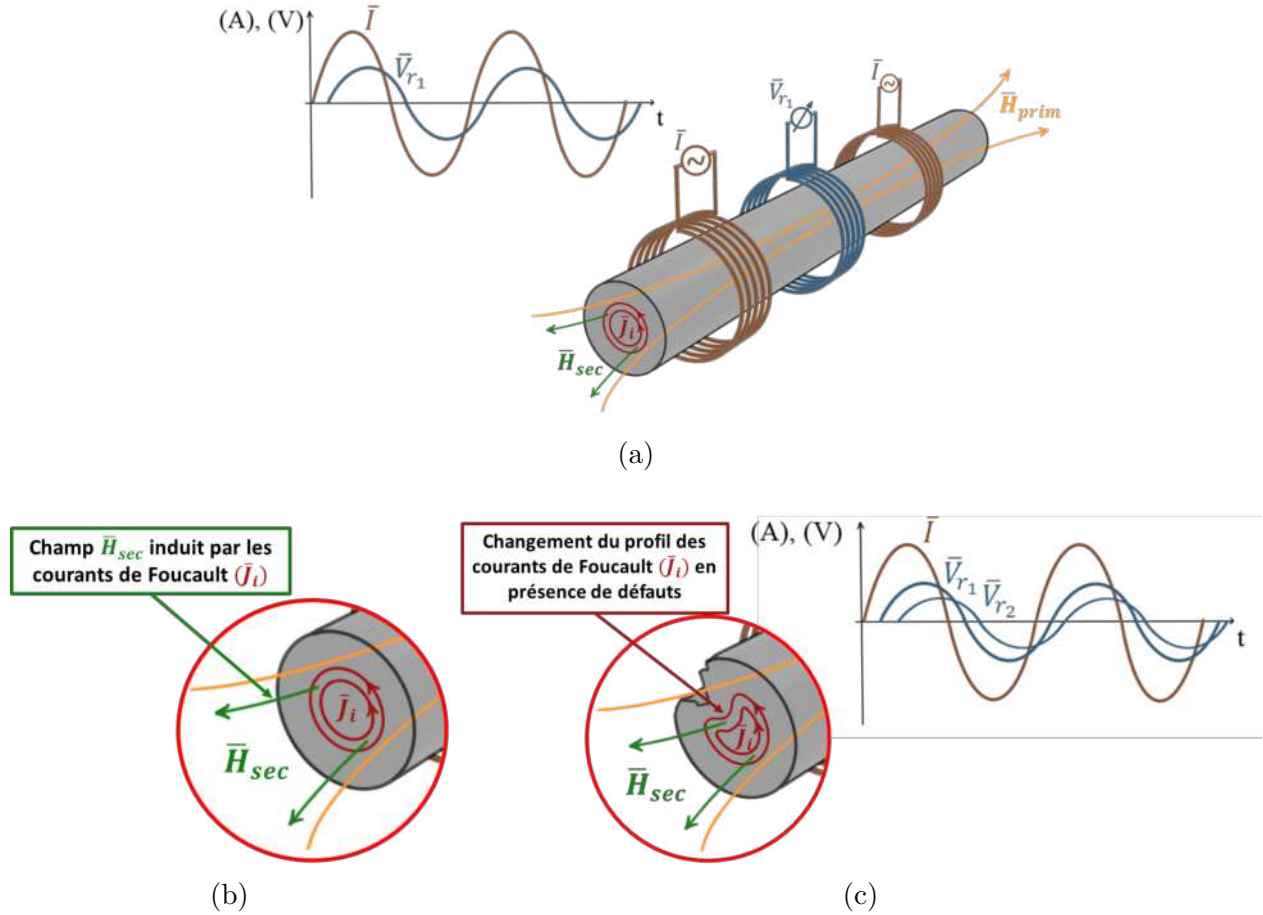


FIGURE 2.3 Schéma d'un dispositif de détection émetteur-récepteur à courants de Foucault : (a) dispositif en présence d'un conducteur excité par un courant alternatif $\bar{I}$, générant un champ magnétique primaire $\bar{H}_{prim}$ (en jaune) parallèle à l'axe central du conducteur ; (b) les courants de Foucault $\bar{J}_i$ (en rouge) à l'intérieur du conducteur induisent un champ magnétique secondaire $\bar{H}_{sec}$ (en vert) en opposition avec celui primaire ; (c) changement du profil des courants de Foucault lors d'un défaut dans le conducteur provoquant une variation de la tension induite dans le récepteur, $\bar{V}_{r2}$.

L'utilisation de la technique des courants de Foucault en tant qu'outil CND offre une vaste variété d'inspections et de mesures qui peuvent être effectuées dans différents types industriels. Dans les circonstances appropriées, les courants de Foucault peuvent être utilisés pour [46] :

- la détection de fissures ;
- des mesures d'épaisseur de matériau ;
- des mesures d'épaisseur de revêtement ;
- des mesures de conductivité pour l'identification du matériau et identification de dommages causé par la chaleur.

Malgré une multitude d'applications possibles, cette méthode possède certaines limites [46], à savoir :

- seulement des matériaux conducteurs peuvent être inspectés ;
- la section ou surface évaluée doit être accessible à la sonde ;
- la finition de surface et la rugosité peuvent interférer dans la mesure ;
- la profondeur de pénétration est limitée (détails dans la sous-section suivante) ;
- des défauts parallèles à l'enroulement de la bobine de la sonde sont indétectables ;
- les compétences et la formation requises sont plus étendues par rapport à d'autres techniques CND.

2.2.1 Technique d'inspection monofréquence

Les sondes traditionnelles d'inspections par courants de Foucault utilisent normalement une excitation monofréquence et sinusoïdale, en raison de la simplicité de sa mise en œuvre. La technique de CND des courants de Foucault monofréquence est largement utilisée, notamment pour la détection de fissures en surface. La fréquence est choisie en fonction de la profondeur de pénétration δ dans le matériau évalué, c.-à-d.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\mu_0\mu_r\omega}}, \quad (2.7)$$

où :

- $\sigma \Rightarrow$ la conductivité électrique du matériau ;
- $\mu_0 \Rightarrow$ la perméabilité magnétique du vide ($= 4\pi \times 10^{-7}$ H/m) ;
- $\mu_r \Rightarrow$ la perméabilité magnétique relative du matériau ;
- $\omega \Rightarrow$ la fréquence angulaire d'excitation du dispositif ($= 2\pi f$).

Il s'agit de la profondeur à laquelle les champs électromagnétiques pénètrent substantiellement. Pour obtenir une bonne réponse, la bobine doit induire la plus grande densité de courant de Foucault possible aux alentours du défaut. Ce type de système est généralement composé d'un oscillateur, d'une bobine émettrice, d'une bobine de réception, d'un circuit de traitement du signal et d'un écran pour l'affichage du plan d'impédance pour l'interprétation des résultats [43].

Dans les années 80-90, la compagnie anglaise *CEGB/National Grid* [47], sous la coordination de M. Sutton, a développé la technologie de détection **Cormon OHLCD** (*Overhead Line Corrosion Detector* - OHLCD) [9–11], qui permet d'évaluer la corrosion dans la couche de zinc dans les conducteurs ACSR. La technique de mesure est basée sur la méthode de courants

de Foucault et emploie une sonde de détection émetteur-récepteur en forme de solénoïde, articulée et qui peut être installée sur un conducteur en portée, comme illustrée à la Figure 2.4. L'instrumentation du Cormon OHLCD est composée d'un oscillateur de puissance qui fournit un courant sinusoïdal à l'émetteur à une fréquence d'opération fixée à 77 kHz, et d'un amplificateur *lock-in* [48] qui mesure deux signaux de tension nommés P et Q , qui sont respectivement en phase et en quadrature avec le courant d'excitation.

La technique d'analyse adoptée par la technologie Cormon OHLCD permet de superposer la réponse de la sonde dans un abaque divisé en régions pour différentes plages d'épaisseur de zinc, comme montré à la Figure 2.5a. Le logiciel d'analyse associé à cette technologie permet, à partir d'un étalon de calibration composé par des brins d'aluminium, d'évaluer l'état de la couche de galvanisation. À cette fin, une solution approximative de l'induction électromagnétique est dérivée et permet de calculer un abaque délimitant des régions correspondant à des intervalles d'épaisseur de zinc [39]. À titre d'exemple d'utilisation de l'abaque, la réduction de l'épaisseur de la couche de zinc réduit sa capacité de blindage magnétique (effet écran), c.-à-d. moins de pertes par courants de Foucault, et donc une valeur plus petite dans l'axe P . En contrepartie, la perte de zinc augmente l'aimantation de l'âme d'acier, ce qui augmente la valeur dans l'axe Q . Ainsi, une perte d'épaisseur de placage de zinc se traduit par un déplacement diagonal dans l'abaque, comme illustré à la Figure 2.5.

De 2010 à 2014 Hydro-Québec a développé la technologie ***LineCore*** [39, 40], qui réplique le principe de mesure, la fréquence d'opération, et utilise le même algorithme du Cormon OHLCD afin de tracer d'abaques de corrosion (Figure 2.5b), permettant d'évaluer la dégradation de l'épaisseur de zinc dans les conducteurs ACSR.

Hormis les rapports internes de *CEGB/National Grid* [47], Sutton n'a jamais publié de résultats pratiques de la technologie Cormon OHLCD. De plus, le choix de la fréquence de fonctionnement de la sonde (77 kHz) n'est pas expliqué dans les documents disponibles [9–11].

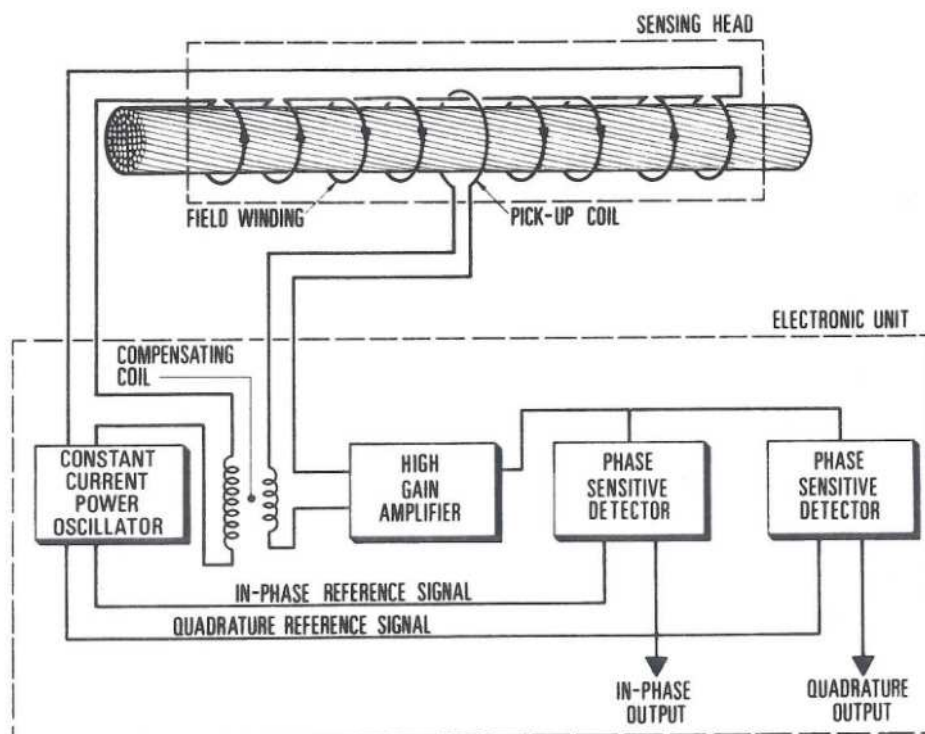


FIGURE 2.4 Schéma du dispositif *Cormon OHLCD*. La technologie est composée par une sonde de détection émetteur-récepteur, bobiné comme un solénoïde (« *Sensig Head* ») et une électronique (« *Electronic Unit* ») qui mesure des signaux de tension en phase P et en quadrature Q avec le courant d'excitation. Tiré de [9].

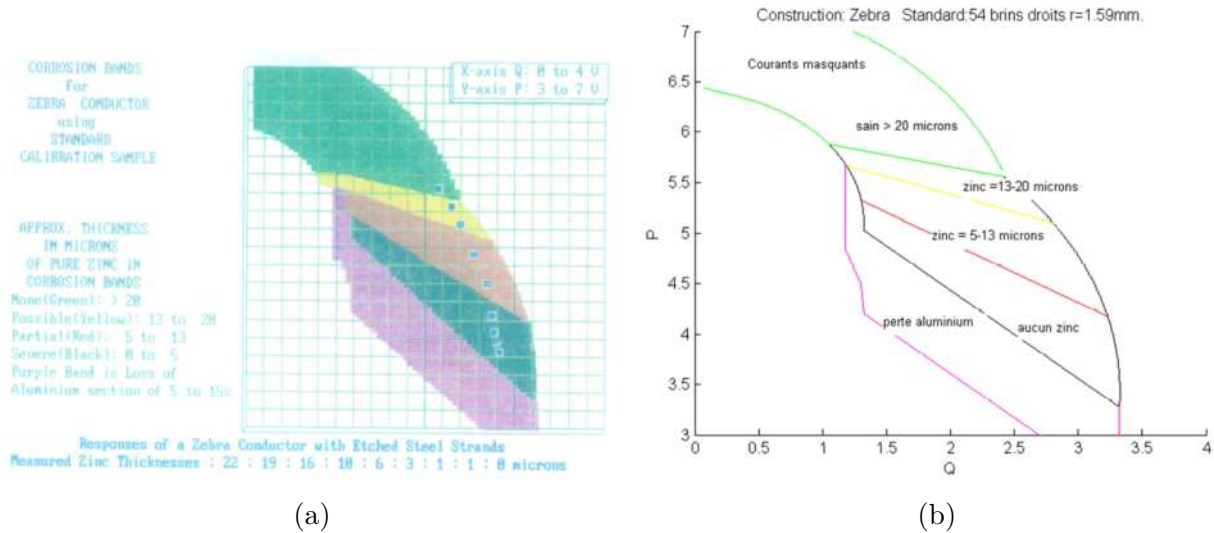


FIGURE 2.5 Exemple d'abaque de corrosion résultant de la technologie *Cormon OHLCD* : (a) déplacement du nuage de points correspondant à de pertes d'épaisseur de la couche de zinc (22, 19, 16, 10, 3, 1 et 0 μm); (b) la division des zones appelées *bandes de corrosion* permettant d'estimer le placement des mesures de zinc et des pertes d'aluminium. Tiré de [9] et [40].

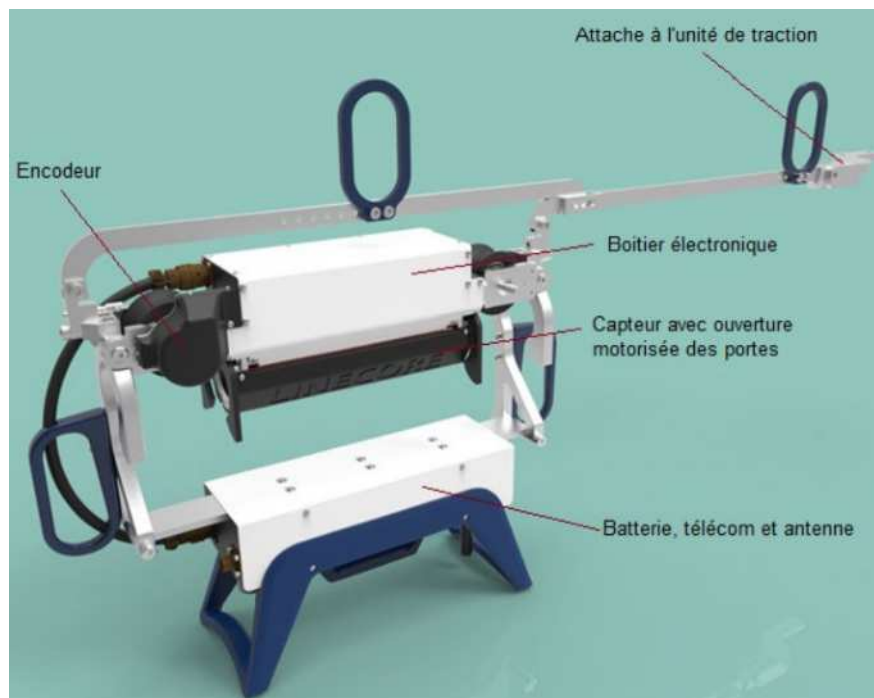


FIGURE 2.6 Sonde LineCore version *Stand Alone* présentement utilisée par Hydro-Québec pour évaluer les pertes dans la couche de zinc dans les conducteurs aériens ACSR.

2.2.2 Techniques d’inspection émergentes

L’impédance vue par une sonde à courants de Foucault peut être affectée, parmi d’autres, pour les facteurs décrits ci-dessous [46] :

- la variation de la fréquence d’opération ;
- la variation des caractéristiques physiques du matériau, telles que la conductivité électrique et de la perméabilité magnétique, causées par des modifications structurelles ;
- la présence de défauts de surface (tels que des fissures) et des défauts de sous-surface (tels que des « gaps » et des inclusions non métalliques) ;
- des changements dimensionnels et la présence de discontinuités (telles que des bords) ;
- la présence de supports, de murs, etc.

La détection monofréquence a donc des limites d’application. Au cours des dernières années, avec l’introduction de sources de signal arbitraires et la diffusion de dispositifs de traitement numérique de signal à faible coût [49], des techniques alternatives d’excitation ont été expérimentées.

À ce regard, les techniques de mesure par courants pulsés (*Pulsed Eddy Current - PEC*) [50] et par courants de Foucault multifréquence (*Multi-Frequency Eddy Current Testing - MFECT*) [49, 51] sont des techniques émergentes proposées comme alternatives aux inspections par courant de Foucault monofréquence traditionnelles afin d’améliorer la sensibilité de détection des défauts.

Mesures par courants pulsés (PEC)

Les inspections PEC entraînent des courants de Foucault à l’aide d’une excitation pulsée (sous une forme d’onde carrée ou triangulaire). Il s’agit d’une technique particulièrement utile pour enfoncer des courants de Foucault plus profondément dans les matériaux à un large spectre de fréquences, permettant la détection des défauts de surface et de sous-surface dans les structures multicouches [52, 53]. De plus, les tests PEC fournissent des signaux temporels riches en contenu fréquentiel [52, 54], ce qui permet l’analyse des signaux dans le domaine temporel et sa corrélation avec la localisation en profondeur du défaut [46]. Les inspection PEC sont largement utilisées dans l’industrie aérospatiale [52–56], notamment pour détecter les défauts sur les structures rivetées des avions [57, 58].

Mesures par courants de Foucault multifréquence (MFECT)

La technique MFECT consiste à collecter des données à différentes fréquences et à les comparer ou les mélanger (*mixing* technique). Les dispositifs à multifréquence sont normalement utilisés pour analyser et identifier les défauts en présence de variations de conductivité, de perméabilité et de géométrie. L'application principale de techniques des sondes à courants de Foucault multifréquence est présentée dans la littérature [59–62], notamment en des inspections internes d'échangeurs de chaleur et de générateurs de vapeur.

Les courants d'excitation sinusoïdale à différentes fréquences peuvent être sommés et envoyés simultanément, ou multiplexés et envoyés successivement à la bobine de test (ou à la bobine émettrice dans le cas d'inspection émetteur-récepteur). Les fréquences sont séparées à l'aide d'algorithmes de traitement de signal, de filtres passe-bande ou d'informations de synchronisation (dans le cas de la méthode multiplexée). Après la séparation, l'impédance de la bobine est estimée et affichée séparément pour chaque fréquence. Dans certains cas, la technique de multifréquence *mixing* est ensuite utilisée pour analyser les données afin de classer et caractériser les défauts [59]. Le principal avantage des inspections MFECT est sa large bande spectrale qui s'est avérée très utile pour des applications telles que la détection de fissures dans les matériaux conducteurs [49], la mesure de l'épaisseur de couches non magnétiques [63], et les inspections de tubes [63].

Y. Tao et al. présentent en [64] la conception d'un amplificateur de puissance classe D [65,66] pour l'excitation multifréquence simultanée d'une bobine, basée sur la méthode *selective harmonic elimination pulsewidth modulation* (SHEPWM), appelée MSF-SHEPWM [64]. La forme d'onde du courant dans la bobine est une concaténation de quelques segments de droite de pentes fixes lorsque la bobine est connectée à un amplificateur de puissance de classe D [64]. Cela est dû au fait qu'en théorie, la tension aux bornes de la bobine peut avoir uniquement un nombre fixe de valeurs (ou niveaux), et pour une inductance parfaite, le courant circulant dans la bobine est donné par l'intégrale de la tension à ses bornes. L'objectif du MSF-SHEPWM proposé est de générer un signal de courant de sortie, à partir d'une source de tension contrôlée, permettant d'éliminer des harmoniques indésirables. Pour ce faire, la méthodologie proposée par les auteurs est divisée en trois étapes.

Premièrement, le signal objectif, c.à.d le signal de courant sinusoïdal $f(t)$, est synthétisé en régime temporel, en tension, et la fréquence la plus basse ω est définie comme la fréquence fondamentale. Les fréquences plus hautes sont des harmoniques de ω , c.-à-d $\omega_p = p\omega$. Ce requis est justifié par Y. Tao et al. en raison d'un signal riche en harmoniques générés par les amplificateurs de puissance classe D. L'amplitude du signal w_p est choisie pour être inversement proportionnelle à la fréquence ω_p (ou à l'ordre p), c.-à-d. $w_p = \frac{1}{p}$, ce qui permet

d'avoir un rapport signal-bruit similaire dans tout le spectre analysé. L'angle de phase θ_p est choisi pour être nul, de façon à ce que toutes les composantes soient en phase. La fonction objectif $f(t)$ est, en fait, représentée sous la forme trigonométrique de la série de Fourier avec un nombre fini de coefficients [64], selon l'équation (2.8).

$$f(t) = \sum_{p=1}^m w_p \sin(\omega_p t + \theta_p). \quad (2.8)$$

Le signal synthétisé $f(t)$ est ensuite approximé en segments de droite, à l'aide d'une fonction d'approximation $g(t)$, comme le montre la Figure 2.7. Cette fonction $g(t)$ est générée par un amplificateur de puissance classe D, dont le schéma de commutation dans un quart de période est représenté à la Figure 2.8. Les i angles de commutation α_q de l'amplificateur satisfont la condition $0 \leq \alpha_1, \leq \alpha_2 \cdots \alpha_i \leq \frac{\pi}{2}$, et à chaque angle, la tension peut monter ou descendre d'un facteur V_0 jusqu'à atteindre les limites établies [64]. Le courant dans la bobine est essentiellement une intégrale de la tension d'impulsion de sortie V_0 , qui est représentée par la zone de couleur magenta à la Figure 2.8. Par conséquent, la série de Fourier du courant dans la bobine $g(t)$ est calculée comme [64],

$$g(t) = \sum_{p=1,3,\dots}^{\infty} b_p \sin(p\omega_p t), \quad (2.9)$$

où le coefficient de Fourier b_p est fonction des i angles de commutation α_q , de l'inductance du solénoïde L , l'ordre des harmoniques p et de l'amplitude V_0 [64], de sorte que :

$$b_p = -\frac{4V_0}{p^2\pi\omega L} \sum_{q=1}^i (-1)^s \sin(p\alpha_q), \quad (2.10)$$

$$s = \begin{cases} 1 & \forall \alpha_q, \text{ où il y a une extrémité descendant et} \\ 0 & \forall \alpha_q, \text{ où il y a une extrémité ascendant.} \end{cases}$$

Le spectre de $g(t)$ peut être contrôlé en ajustant les angles de commutation α_q . La dernière étape de la méthodologie proposée consiste à optimiser les coefficients b_p . Les paramètres d'optimisation sont les i angles de commutation α_q et l'indice de modulation pour la p ème fréquence harmonique, $m_p = \frac{V_p}{V_0}$ (et V_p est l'amplitude la p ème harmonique) [64]. La fonction d'optimisation est soumise à une contrainte qui fixe l'indice de modulation des harmoniques indésirables à un seuil $\epsilon_p \leq \left| b_p \frac{p\omega L}{V_0} \right|$.

Pour valider la méthode MSF-SHEPWM proposée, un système expérimental basé sur un *field-programmable gate array* (FPGA) a été réalisé, et deux expériences ont été conduites.

Dans l'expérience 1, un signal à quatre fréquences dans une plage de 10 kHz et 1 MHz a été généré pour exciter à haut courant (de l'ordre de 60 A crête à crête) une bobine de basse impédance (environ $1.4 \mu\text{H}$). Dans l'expérience 2, une bobine d'impédance plus élevée (la valeur n'est pas mentionnée dans l'article) a été excitée par un signal à cinq fréquences dans un spectre de 1 à 200 kHz, mais dans ce cas à un courant d'environ 2.5 A crête à crête.

La littérature [49, 67–69] présente d'autres approches pour le développement de technologies multifréquences pour la détection de défauts et pour le contrôle de la production d'acier. Bien que les techniques d'inspection MFECT aient attiré une attention croissante pour les solutions CND ces dernières années, une méthodologie multifréquence permettant la détection simultanée de la corrosion dans les conducteurs de type ACSR n'était pas encore exploitée.

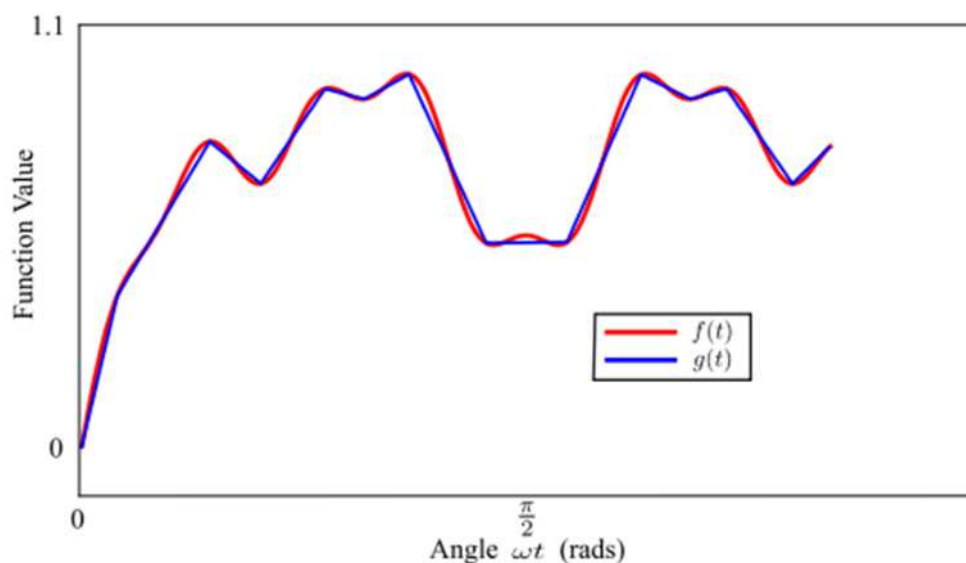


FIGURE 2.7 Fonction objectif $f(t)$ et son approximation $g(t)$, constituée de segments de droite. Tiré de [64].

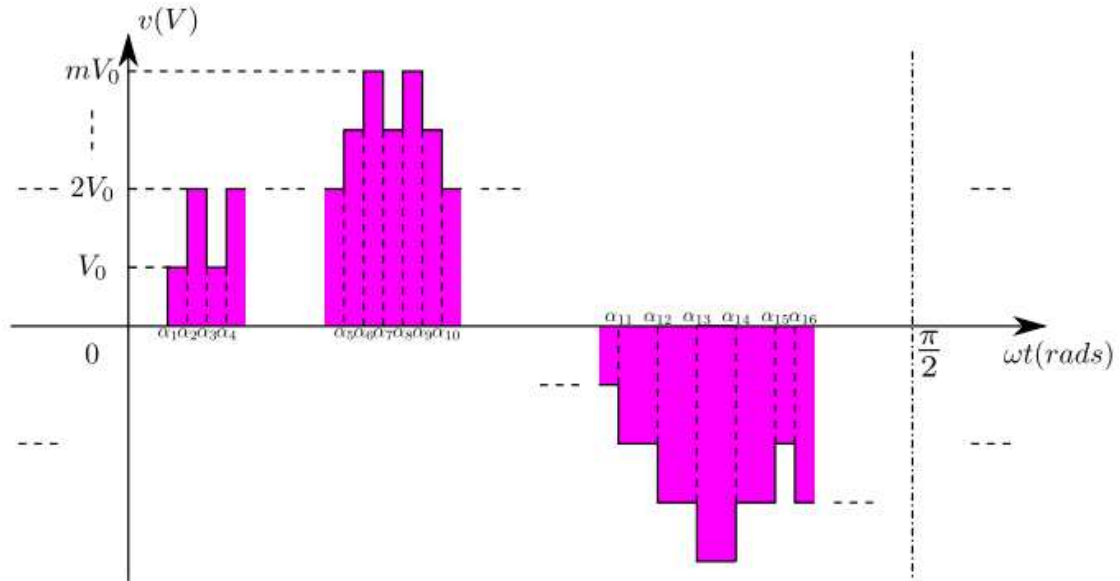


FIGURE 2.8 Schéma de commutation d'un amplificateur classe D utilisé pour générer la fonction d'approximation $g(t)$. Les angles de commutation satisfont la condition $0 \leq \alpha_1, \leq \alpha_2 \cdots \alpha_i \leq \frac{\pi}{2}$. Le courant dans la bobine est essentiellement une intégrale de la tension d'impulsion de sortie V_0 , représentée par la zone délimitée en magenta dans le graphique. Tiré de [64].

CHAPITRE 3 LE PROBLÈME DE DIFFUSION MAGNÉTIQUE ET LES TECHNIQUES NUMÉRIQUES DE RÉOLUTION

Les méthodes numériques utilisées pour la résolution des problèmes complexes de génie ont évolué au fil des années en réponse aux besoins de recherche de l'industrie ciblée. En particulier, les techniques CND électromagnétiques utilisent de plus en plus la modélisation numérique en raison de sa polyvalence par rapport aux modèles analytiques. D'autre part, les solutions analytiques fournissent une compréhension plus ciblée du problème et de sa physique sous-jacente, et peuvent souvent être utilisées pour faire des prédictions rapides sur le système étudié. Les deux approches sont complémentaires.

À cet égard, la première moitié de ce chapitre est consacrée à la formulation analytique du problème de diffusion magnétique unidimensionnel et à ses solutions lors d'une excitation en régime harmonique sinusoïdal dans (i) un milieu conducteur semi-fini et (ii) une géométrie cylindrique. Dans la deuxième moitié, les méthodes numériques les plus couramment utilisées pour le calcul des champs électromagnétiques de diffusion sont présentées, permettant de justifier le choix de la méthode des éléments finis qui a été adoptée dans cette recherche.

3.1 Le problème de diffusion magnétique

3.1.1 Formulation générale

Le concept de courants de Foucault est étroitement lié au concept de champs magnétiques de diffusion à travers des équations de Maxwell [70] :

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \Rightarrow \text{loi d'Ampère-Maxwell}, \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \Rightarrow \text{loi de Faraday}, \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \Rightarrow \text{loi de Gauss magnétique}, \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = q \Rightarrow \text{loi de Gauss}. \quad (3.4)$$

Dans les équations ci-dessus, $\bar{H}$ représente le champ magnétique, $\bar{J}$ représente la densité de courant due aux porteurs de charge, $\bar{D}$ représente la densité du champ électrique, $\bar{E}$ représente le champ électrique, $\bar{B}$ représente la densité de flux magnétique (ou l'induction magnétique), et q représente la densité de charge électrique. Les équations de Maxwell sont

toujours accompagnées des équations constitutives des matériaux [70]. En considérant le cas plus simple des matériaux isotropes et linéaires, les équations constitutives sont telles que :

$$\bar{B} = \mu_0 \mu_r \bar{H}, \quad (3.5)$$

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E}, \quad (3.6)$$

$$\bar{J} = \sigma \bar{E}. \quad (3.7)$$

Les quantités μ , ϵ , σ représentent, respectivement, la perméabilité magnétique, la permittivité électrique et la conductivité électrique du matériau considéré.

L'interaction d'un champ magnétique quasi-stationnaire avec un conducteur solide peut être décrite comme un processus de diffusion. En effet, dans une approximation magnétique quasi stationnaire, les champs de diffusion et les courants de Foucault sont décrits formellement par le même type d'équations différentielles paraboliques [71]. Considérons alors un milieu conducteur isotrope au repos, dont les propriétés ϵ , σ et μ_r sont invariantes dans le temps et dans l'espace, dans lequel un champ magnétique quasi-stationnaire est appliqué. Dans ce cas, le terme correspondant à la variation temporelle du courant de déplacement $\frac{\partial \bar{D}}{\partial t}$ de l'équation (3.1) tombe à zéro, ce qui permet de réécrire la loi d'Ampère-Maxwell ainsi :

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J}. \quad (3.8)$$

L'application de l'équation constitutive (3.7) et du rotationnel ($\nabla \times$) à (3.8),

$$\nabla \times \nabla \times \bar{H} = \sigma \nabla \times \bar{E}, \quad (3.9)$$

permettent d'appliquer la loi de Faraday (3.2) combinée avec l'équation constitutive (3.5) à (3.9), de sorte que

$$\nabla \times \nabla \times \bar{H} + \sigma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} = 0. \quad (3.10)$$

Toujours sous l'hypothèse que la perméabilité relative μ_r du matériau est constante et uniforme, l'équation (3.3) peut s'écrire en termes du champ magnétique, c.-à-d. $\mu_0 \mu_r (\nabla \cdot \bar{H}) = 0$. À l'aide des propriétés vectorielles^{1,2}, l'équation (3.10) devient l'équation de diffusion magnétique en termes de $\bar{H}$,

$$\Delta \bar{H} - \sigma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} = 0. \quad (3.11)$$

1. $\nabla \times \nabla \times \bar{H} = \nabla(\nabla \cdot \bar{H}) - (\nabla \cdot \nabla) \bar{H}$
 2. $\nabla \cdot \nabla = \Delta$

Alternativement, le problème de diffusion peut être posé en termes de la densité de courant $\bar{J}$. Pour ce faire, il suffit de prendre le rotationnel de (3.11) et utiliser (3.8). Ainsi, le courant de diffusion est tel que :

$$\Delta \bar{J} - \sigma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \bar{J}}{\partial t} = 0. \quad (3.12)$$

La densité de courant $\bar{J}$, également connue sous le nom de *densité totale de courant* [71], est constituée par une portion des courants provenant des sources externes $\bar{J}_e$, et une autre portion provenant des courants de Foucault induites $\bar{J}_i$:

$$\bar{J} = \bar{J}_e + \bar{J}_i, \quad (3.13)$$

$$\bar{J}_e = -\sigma \nabla \bar{U}, \quad (3.14)$$

$$\bar{J}_i = -\sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}. \quad (3.15)$$

Les termes $\bar{A}$ et $\bar{U}$ ci-dessus représentent, respectivement, le potentiel vecteur magnétique et le potentiel scalaire électrique [72], définis comme suit :

$$\bar{B} = \nabla \times \bar{A}, \quad (3.16)$$

$$-\nabla \bar{U} = \bar{E} + \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}. \quad (3.17)$$

En combinant les équations (3.13), (3.8), (3.5) et (3.16), puis en réalisant quelques manipulations algébriques comme celles effectuées plus haut, nous obtenons le champ de diffusion magnétique en termes de $\bar{A}$,

$$\Delta \bar{A} = \sigma \mu \left(\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + \nabla \bar{U} \right) = -\mu \bar{J}. \quad (3.18)$$

Selon le problème, le potentiel $\bar{U}$ peut être nul. L'équation de continuité $\nabla \cdot \bar{J} = 0$, et par conséquent, d'après (3.18)

$$\nabla \cdot \left[\sigma \left(\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + \nabla \bar{U} \right) \right] = 0, \quad (3.19)$$

ainsi que la jauge de Coulomb [71],

$$\nabla \cdot \bar{A} = 0, \quad (3.20)$$

imposent les deux conditions nécessaires à l'unicité de la solution du problème de diffusion (ou de courants de Foucault), dictées par (3.18).

Il est souvent utile de calculer des problèmes magnétiques quasi-stationnaires en fonction de $\bar{A}$, particulièrement lorsque la symétrie permet d'éliminer deux de ses trois composantes vectorielles, comme pour des problèmes à champs bidimensionnels ou axisymétriques [71]. En effet, l'adoption du potentiel vecteur magnétique $\bar{A}$ simplifie la formulation mathématique des problèmes électromagnétiques, étant couramment utilisé par les logiciels commerciaux de simulation numérique pour permettre de facilement se coupler avec des circuits électriques.

3.1.2 Champ de diffusion sinusoïdale unidimensionnel

Domaine conducteur semi-infini

Dans cette sous-section, le problème de diffusion est résolu en considérant le cas d'un plan unidimensionnel en régime harmonique. Bien que cette géométrie soit idéalisée, sa simplicité permet de trouver une solution analytique relativement simple et d'obtenir ainsi un aperçu utile du processus de diffusion.

Soit un domaine conducteur semi-infini défini selon l'axe x positif, les axes y et z placés sur sa surface, de sorte que $\bar{H} \equiv (0, 0, H_z)$, $\bar{E} \equiv (0, E_y, 0)$ et $\bar{J} \equiv (0, J_y, 0)$, tel qu'illustré à la Figure 3.1. Considérons toujours que la perméabilité magnétique relative μ_r et la conductivité électrique σ du matériau sont isotropes et constantes.

Un champ magnétique sinusoïdal externe tangentiel à la surface (orienté selon l'axe z) est alors imposé :

$$H_z(x, t) = H_0 \sin(\omega t). \quad (3.21)$$

À l'aide des propriétés vectorielles en coordonnées cartésiennes^{3, 4}, les équations (3.8) et (3.11) deviennent, respectivement,

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = -J_y \quad (3.22)$$

et

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} - \sigma \mu_0 \mu_r \frac{\partial H_z}{\partial t} = 0. \quad (3.23)$$

Puisque $\frac{\partial}{\partial t} \longrightarrow j\omega$, en régime harmonique, l'équation (3.23) peut être écrite sous forme de phaseur, c.-à-d.

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} - \underbrace{j\omega \sigma \mu_0 \mu_r}_{\gamma^2} H_z = 0. \quad (3.24)$$

3. $\nabla \times H(x, y, z) = \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z}\right)\hat{x} + \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x}\right)\hat{y} + \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y}\right)\hat{z}$

4. $\Delta H(x, y, z) = \left(\frac{\partial^2 \bar{H}_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}_x}{\partial z^2}\right)\hat{x} + \left(\frac{\partial^2 \bar{H}_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}_y}{\partial z^2}\right)\hat{y} + \left(\frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial z^2}\right)\hat{z}$

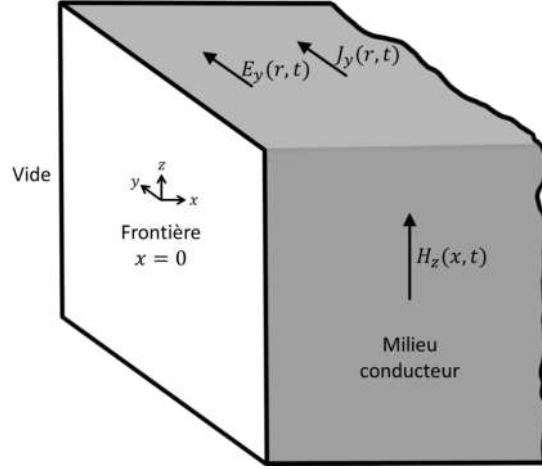


FIGURE 3.1 Domaine de diffusion semi-infini (x, y, z) pour illustrer le problème de diffusion magnétique. Dans ce cas, $\vec{H} \equiv (0, 0, H_z)$, $\vec{E} \equiv (0, E_y, 0)$ et $\vec{J} \equiv (0, J_y, 0)$.

La solution de l'équation différentielle (3.24) est donnée sous la forme de produit,

$$H_z(x, t) = H(x)T(t), \quad (3.25)$$

où $H(x)$ représente la partie dépendant de la variation spatiale du champ dans l'axe x , et $T(t)$ la partie dépendant de sa variation temporelle. Comme il s'agit d'un champ d'excitation sinusoïdal en régime permanent se propageant en x positif, d'après la relation d'Euler, $T(t)$ peut être écrit sous la forme complexe $e^{j\omega t}$, et la solution de (3.25) est alors postulée sous la forme

$$H_z(x, t) = \text{Re}\{H(x)e^{j\omega t}\}. \quad (3.26)$$

Puisque la solution de l'équation différentielle (3.24) en x est du type

$$H(x) = \beta_1 e^{\gamma x} + \beta_2 e^{-\gamma x}, \quad (3.27)$$

en réalisant quelques manipulations⁵ dans le terme γ^2 de (3.24) à l'aide de l'équation (2.7), et en sachant que $\sqrt{j} = \frac{(1+j)}{\sqrt{2}}$, nous obtenons $\gamma = \frac{1+j}{\delta}$. Cela permet d'écrire (3.26) en fonction de la profondeur de pénétration δ :

$$H_z(x, t) = \text{Re}\left\{(\beta_1 e^{\frac{(1+j)x}{\delta}} + \beta_2 e^{-\frac{(1+j)x}{\delta}})e^{j\omega t}\right\}. \quad (3.28)$$

Le paramètre δ est la condition recherchée pour que la solution postulée satisfasse l'équation

5. $\gamma = \sqrt{j\omega\sigma\mu_0\mu_r} \rightarrow \gamma = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu_0\mu_r}{2}}$. Puisque $\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\mu_0\mu_r\omega}} \therefore \gamma = \frac{1+j}{\delta}$

de diffusion. Les conditions aux frontières permettent alors de déterminer les constantes β_1 et β_2 :

$$(i) \quad H_z(0, 0) = H_0 \Rightarrow H(0, 0) = \text{Re}\{\beta_1 + \beta_2\} \therefore \beta_1 + \beta_2 = H_0$$

$$(ii) \quad H_z(x \gg \delta, 0) = 0 \Rightarrow H_z(x \gg \delta, 0) = \text{Re}\left\{\beta_1 e^{\frac{x}{\delta}} + \underbrace{\beta_2 e^{-\frac{x}{\delta}}}_{\rightarrow 0}\right\} = 0 \Rightarrow \beta_1 e^{\frac{x}{\delta}} = 0$$

$$\therefore \beta_1 = 0 \text{ et } \beta_2 = H_0.$$

Ainsi, la solution du problème de diffusion magnétique 1D dans un milieu conducteur semi-infini devient, sous la forme de la relation d'Euler :

$$H_z(x, t) = \text{Re}\left\{H_0 e^{-\frac{(1+j)x}{\delta}} e^{j\omega t}\right\}, \quad (3.29)$$

ou sous la forme sinusoïdale :

$$H_z(x, t) = H_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \sin\left(\omega t - \frac{x}{\delta}\right). \quad (3.30)$$

En dérivant la solution $H_z(x, t)$ obtenue en (3.29), d'après (3.22) et à l'aide de la relation $(1+j) = \sqrt{2}e^{j\frac{\pi}{4}}$, la respective densité de courant J_y devient

$$J_y(x, t) = \text{Re}\left\{-H_0 \frac{\sqrt{2}}{\delta} e^{-\frac{(1+j)x}{\delta}} e^{j\omega t} e^{j\frac{\pi}{4}}\right\}, \quad (3.31)$$

avec

$$J_0 = \frac{\sqrt{2}H_0}{\delta}, \quad (3.32)$$

et pourtant,

$$J_y(x, t) = J_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \sin\left(\omega t - \frac{x}{\delta} + \frac{\pi}{4}\right). \quad (3.33)$$

Les équations (3.30) et (3.33) montrent une décroissance exponentielle de l'amplitude et un déphasage qui ne dépendent que du facteur $\frac{x}{\delta}$. Aussi, en régime harmonique sinusoïdal, la densité de courant précède le champ magnétique à une phase de 45° .

Conducteur de géométrie cylindrique

Considérons maintenant un exemple de solution du champ de diffusion dans une géométrie cylindrique, également excitée en régime harmonique, illustrée à la Figure 3.2.

Cette géométrie alourdit beaucoup les solutions analytiques exactes des champs de diffusion. Cependant, selon le problème, il est possible d'avoir des approximations qui réduisent sa

complexité. La plus évidente est atteinte lorsque le rayon a de la géométrie est beaucoup plus grand par rapport à δ , $a \gg \delta$, et le problème se réduit alors à un cas plan.

Une transformation en coordonnées cylindriques (z, r, ϕ) facilite la manipulation des équations. Dans cette analyse, l'approximation $a \gg \delta$ est adoptée, l'axe central du conducteur est défini en z et la composante radiale du champ magnétique H_r est nulle, de sorte que $\bar{H} \equiv (H_z, 0, 0)$, $\bar{E} \equiv (0, 0, E_\phi)$ et $\bar{J} \equiv (0, 0, J_\phi)$, comme le montre la Figure 3.2.

En coordonnées cylindriques⁶ l'équation (3.8) devient

$$\frac{\partial H_z}{\partial r} = -J_\phi, \quad (3.34)$$

et selon la définition de $\Delta H(z, r, \phi)$ [73], le champ de diffusion sous forme de phaseur est tel que

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial^2 r} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} - \underbrace{j\omega\sigma\mu_0\mu_r}_{\gamma^2} H_z = 0. \quad (3.35)$$

Considérons maintenant l'application d'un champ magnétique sinusoïdal externe, orienté selon l'axe z ,

$$H_z(a, t) = H_0 \sin(\omega t) = H_0 e^{j\omega t}. \quad (3.36)$$

Tel que pour le cas précédent, la solution postulée [71] a la forme

$$H_z(r, t) = H(R) e^{(j\omega t)}, \quad (3.37)$$

où R représente la notation complexe normalisée de la composante cylindrique r par rapport à la profondeur de pénétration, étant définie comme $R = \gamma r = \frac{(1+j)r}{\delta}$ [71]. Ainsi, l'équation (3.35) est menée à

$$\frac{d^2 H(R)}{dR^2} + \frac{1}{R} \frac{dH(R)}{dR} - H(R) = 0. \quad (3.38)$$

La solution de (3.38) se fait à l'aide des équations complexes de Bessel modifiées⁷ de première (I_ν) et deuxième (K_ν) espèce et d'ordre zéro ($\nu = 0$) [71] :

$$H(R) = \beta_3 I_0(R) + \beta_4 K_0(R). \quad (3.39)$$

6. $\nabla \times H(z, r, \phi) = \left(\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z}\right) \hat{r} + \left(\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r}\right) \hat{\phi} + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial(r H_\phi)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \phi}\right) \hat{z}$

7. Les fonctions de Bessel génèrent l'ensemble des solutions d'une équation différentielle du type : $z^2 \frac{d^2 F}{dz^2} + z \frac{dF}{dz} - (z^2 - \nu^2) = 0$, où ν est l'ordre de la fonction de Bessel.

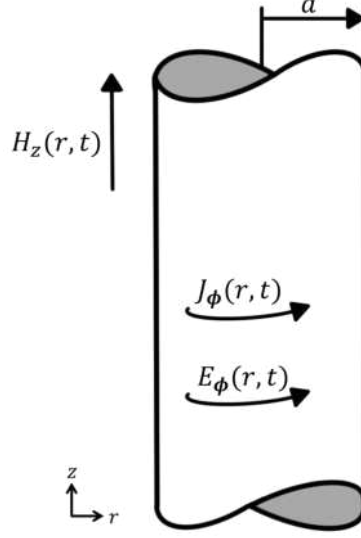


FIGURE 3.2 Géométrie de diffusion cylindrique (z, r, ϕ) . Dans ce cas, l'axe central du conducteur est défini en z et la composante radiale du champ magnétique H_r est nulle, de sorte que $\bar{H} \equiv (H_z, 0, 0)$, $\bar{E} \equiv (0, 0, E_\phi)$ et $\bar{J} \equiv (0, 0, J_\phi)$.

La Figure 3.3 illustre le comportement des équations de Bessel modifiées de première et deuxième espèce, et d'ordre $\nu = 0, 1$.

Dans le cas d'un conducteur solide, lorsque $r = 0$, nous avons $\beta_4 = 0$, car le H_z demeure fini et $K_0(0) = \infty$ (Figure 3.3). D'autre part, la constante β_3 est définie en fonction du champ à la frontière $r = a$, de sorte que $\beta_3 = H_0$ et $H(R_a)$:

$$H(R_a) = H_0 I_0(R_a), \quad (3.40)$$

où R_a représente la notation complexe normalisée du rayon du conducteur a par rapport à la profondeur de pénétration, définie comme $R_a = \gamma a = \frac{(1+j)a}{\delta}$ [71]. Lorsque $r \leq a$, $H(R)$ devient [71]

$$H(R) = H_0 \frac{I_0(R)}{I_0(R_a)}. \quad (3.41)$$

Les équations de Bessel peuvent être séparées en leurs composantes réelles et imaginaires à partir des fonctions de Kelvin [74], ce qui permet d'écrire $I_0(R)$ et $I_0(R_a)$ sous la forme [71]

$$\begin{aligned} I_0(R) &= \text{ber}(R) + j\text{bei}(R) \\ I_0(R_a) &= \text{ber}(R_a) + j\text{bei}(R_a), \end{aligned} \quad (3.42)$$

où ber et bei sont les fonctions de Kelvin d'ordre zéro, comme le montre la Figure 3.4.

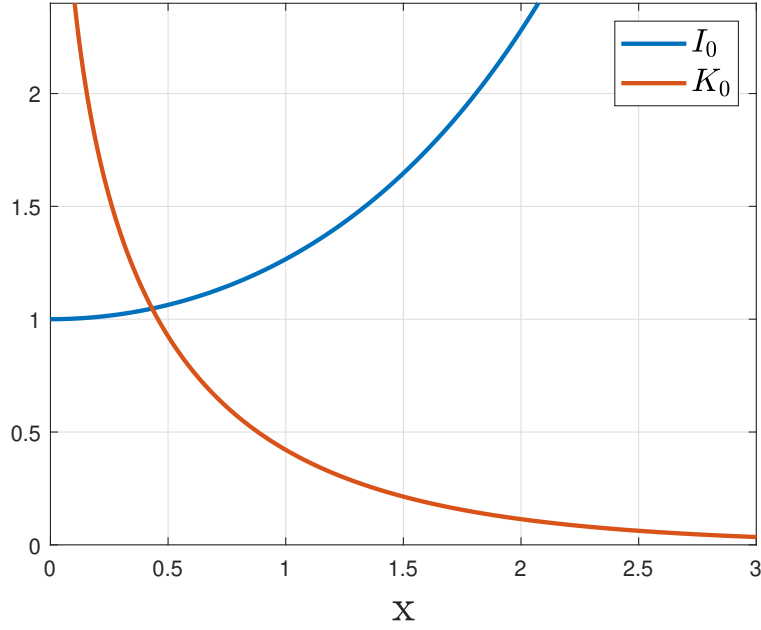


FIGURE 3.3 Fonctions de Bessel modifiées de première (I_ν) et deuxième (K_ν) espèce d'ordre zéro ($\nu = 0$) définies, respectivement, comme [75, 76] : $I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\frac{x^2}{4})^k}{(k!)^2}$ et $K_0(x) = \int_0^{\infty} \frac{\cos xt}{\sqrt{t^2+1}} dt$.

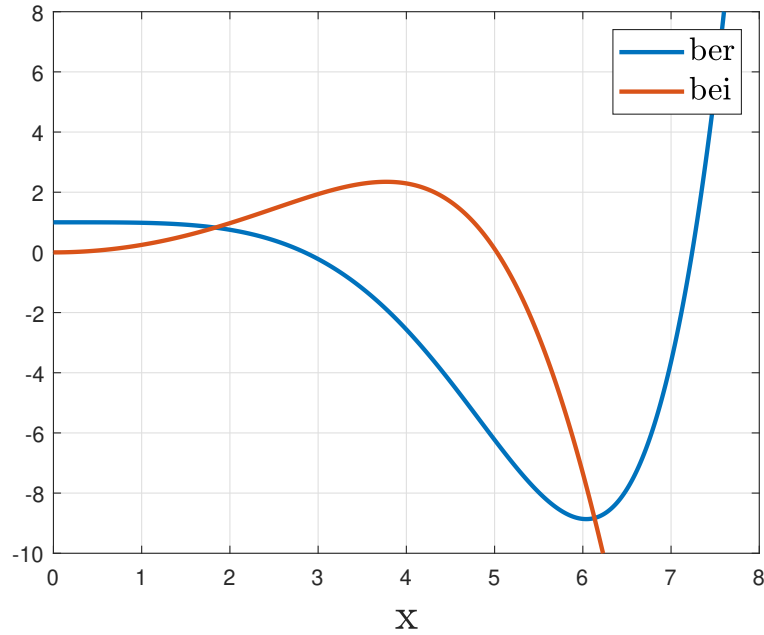


FIGURE 3.4 Fonctions de Kelvin d'ordre zéro. Les fonctions de Kelvin permettent de séparer les fonctions de Bessel modifiées en leurs parties réelle et imaginaire. Dans le cas particulier où $\nu = 0$, $I_0(x)$ devient [73] : $I_0(x) = \text{ber}\sqrt{2}x + j\text{bei}\sqrt{2}x$.

La solution du champ magnétique de diffusion cylindrique devient alors

$$H_z(r, t) = H_0 \frac{\text{ber}(R) + j \text{bei}(R)}{\text{ber}(R_a) + j \text{bei}(R_a)} e^{(j\omega t)}, \quad (3.43)$$

et enfin, l'équation (3.34) permet de déterminer $J_\phi(r, t)$, c.-à-d.

$$J_\phi(r, t) = -H_0 \frac{d\left(\frac{\text{ber}(R) + j \text{bei}(R)}{\text{ber}(R_a) + j \text{bei}(R_a)}\right)}{dR} e^{(j\omega t)}. \quad (3.44)$$

Conducteur cylindrique à deux couches

D'après la Figure 3.5, supposons qu'un revêtement conducteur (de rayon b , de perméabilité relative μ_{r2} et de conductivité électrique σ_{r2}) est ajouté à la surface du conducteur cylindrique (de rayon a , de perméabilité relative μ_{r1} , et de conductivité électrique σ_{r1}) précédemment évalué. En considérant toujours que les propriétés physiques des matériaux sont isotropes et constantes, le changement de la profondeur de pénétration d'une couche à l'autre (δ_2 et δ_1) donne une solution pour chacune des couches conductrices. Soit,

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1+j}{\delta_1} r = \gamma_1 r \\ R_2 &= \frac{1+j}{\delta_2} r = \gamma_2 r, \end{aligned} \quad (3.45)$$

le champ magnétique H_z sur chaque conducteur est donné par :

- Couche 1 ($0 \leq r \leq a$)

$$H_{z1} = \beta_5 I_0(R_1) + \underbrace{\beta_6}_{\rightarrow 0} K_0(R_1) \quad (3.46)$$

- Couche 2 ($a \leq r \leq b$)

$$H_{z2} = \beta_7 I_0(R_2) + \beta_8 K_0(R_2) \quad (3.47)$$

Les coefficients des équations (3.46) et (3.47) sont déterminés à partir des conditions aux frontières. Comme dans le cas précédent, le coefficient β_6 doit être nul pour que le champ magnétique soit fini en $r = 0$ (car $K_0(0) = \infty$). Aussi, le champ à la surface du conducteur, à limite de la deuxième couche $r \rightarrow 0$, doit être égal au champ externe d'excitation, H_0 . Les deux autres constantes sont déterminées par la continuité des champs $\bar{H}$ et $\bar{E}$. La loi de Faraday (3.2) impose que les champs électriques et magnétiques à l'interface de deux matériaux différents soient continus.

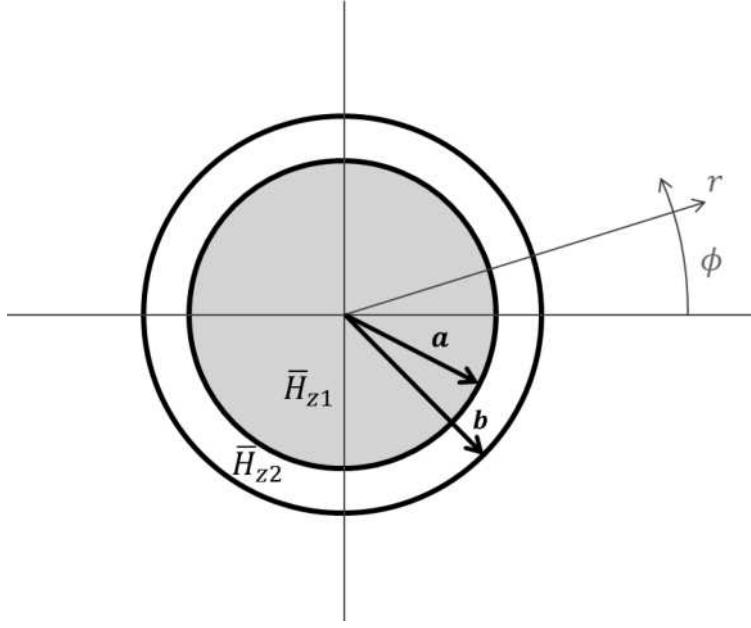


FIGURE 3.5 Vue de la section d'un conducteur cylindrique à deux couches.

Les champs électriques calculés dans les deux matériaux sont donc :

- Couche 1 ($0 \leq r \leq a$)

$$E_{\phi 1}(R_1) = -\frac{\gamma_1 \mu_0 \mu_{r1}}{\sigma_1} \left[\beta_5 I_1(R_1) \right] \quad (3.48)$$

- Couche 2 ($a \leq r \leq b$)

$$E_{\phi 2}(R_2) = -\frac{\gamma_2 \mu_0 \mu_{r2}}{\sigma_2} \left[\beta_7 I_1(R_2) + \beta_8 K_1(R_2) \right], \quad (3.49)$$

où I_1 et K_1 sont respectivement des équations modifiées de Bessel d'ordre 1.

Soit,

$$\begin{aligned} R_{a1} &= \gamma_1 a, \\ R_{a2} &= \gamma_2 a, \\ R_b &= \gamma_1 b, \end{aligned} \quad (3.50)$$

nous avons donc les conditions aux frontières suivantes :

$$\begin{aligned} H_{z2}(R_b) &= H_0, \\ H_{z1}(R_{a1}) &= H_{z2}(R_{a2}), \\ E_{\phi 1}(R_{a1}) &= E_{\phi 2}(R_{a2}). \end{aligned} \quad (3.51)$$

À partir de (3.51), les coefficients des équations (3.46)-(3.49) sont déterminés. Le champ magnétique calculé avec les équations de Bessel est exact. Cependant, l'évaluation numérique devient difficile avec l'augmentation de la fréquence et lorsque les couches conductrices sont très minces. Pour pallier cette problématique, nous utilisons la formulation asymptotique des équations de Bessel (d'ordre ν) :

$$\begin{aligned} I_\nu(z) &= \sqrt{\frac{2}{\pi z}} \cos\left(z - \frac{\pi}{4} - \frac{\nu\pi}{2}\right) \\ K_\nu(z) &= \sqrt{\frac{2}{\pi z}} \sin\left(z - \frac{\pi}{4} - \frac{\nu\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (3.52)$$

Après quelques manipulations algébriques, les champs dans les couches devient :

$$H_{z1}(r, t) = \left[\frac{-\frac{2\mu_0\mu_r H_0 \gamma_2 I_0(R_1)}{\pi R_{a2} \sigma_2}}{\frac{\gamma_1 \mu_0 \mu_r}{\sigma_1} \left[\sin(R_b - R_{a2}) \cos\left(R_{a1} - \frac{3\pi}{4}\right) \right] - \frac{\gamma_2 \mu_0 \mu_r}{\sigma_2} \left[\cos(R_b - R_{a2}) \cos\left(R_{a1} - \frac{\pi}{4}\right) \right]} \right] e^{j\omega t} \quad (3.53)$$

$$H_{z2}(r, t) = \left[\mu_0 \mu_r H_0 \sqrt{\frac{R_b}{R_2}} \frac{\frac{\gamma_1 \mu_0 \mu_r}{\sigma_1} \left[\sin(R_2 - R_{a2}) \cos\left(R_{a1} - \frac{3\pi}{4}\right) \right] - \frac{\gamma_2 \mu_0 \mu_r}{\sigma_2} \left[\cos(R_2 - R_{a2}) \cos\left(R_{a1} - \frac{\pi}{4}\right) \right]}{\frac{\gamma_1 \mu_0 \mu_r}{\sigma_1} \left[\sin(R_b - R_{a2}) \cos\left(R_{a1} - \frac{3\pi}{4}\right) \right] - \frac{\gamma_2 \mu_0 \mu_r}{\sigma_2} \left[\cos(R_b - R_{a2}) \cos\left(R_{a1} - \frac{\pi}{4}\right) \right]} \right] e^{j\omega t}. \quad (3.54)$$

Considérons maintenant que le conducteur de la Figure 3.5 représente un conducteur en acier avec un mince revêtement de zinc, excité à partir d'un champ magnétique $H_0 = 2$ A/m ($2.51 \mu\text{T}$) à 77 kHz. Les propriétés physiques et géométriques de ces deux matériaux sont présentées ci-dessous.

- Couche 1 $\implies a = 1.775$ mm, $\mu_{r1} = 50$, $\sigma_1 = 5$ MS/m, $\delta_1 = 0.115$ mm
- Couche 2 $\implies b = a + 0.1$ mm, $\mu_{r2} = 1$, $\sigma_2 = 16$ MS/m, $\delta_2 = 0.453$ mm

La Figure 3.6 illustre la réponse de la norme des champs magnétiques calculés à partir des équations (3.46) et (3.47).

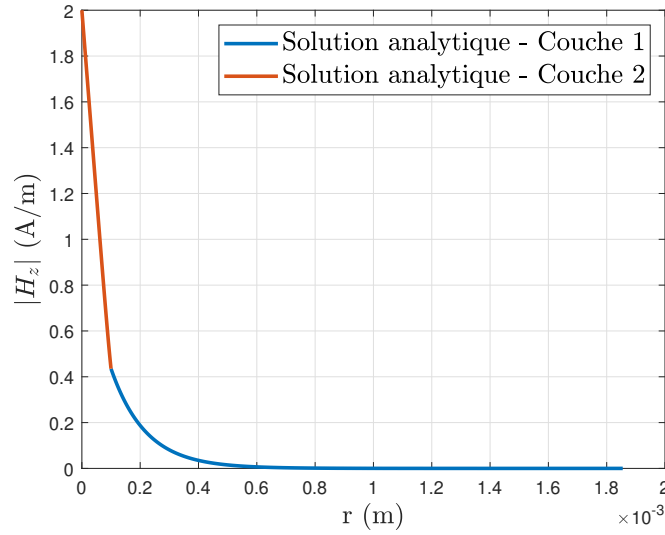


FIGURE 3.6 Norme des champs magnétiques calculés à partir de la solution analytique d'un conducteur à deux couches, à 77 kHz et avec $H_0 = 2 \text{ A/m}$ ($2.51 \mu\text{T}$).

3.2 Méthodes numériques pour la solution de problèmes électromagnétiques

Les méthodes numériques utilisées pour la résolution des problèmes complexes en génie ont évolué au fil des années en réponse aux besoins de recherche et développement. En particulier, les techniques CND électromagnétiques utilisent de plus en plus la modélisation numérique en raison de sa versatilité par rapport aux modèles analytiques.

La solution de problèmes régis par des équations différentielles aux dérivées partielles, avec leurs conditions aux frontières, sont divisés en deux catégories : (i) les *méthodes intégrales*, et (ii) les *méthodes différentielles*.

Parmi les principales techniques basées sur (i) figurent la méthode des moments (*Method of Moments - MoM*) [77] et la méthode des éléments de frontière (*Boundary Element Method - BEM*) [78]. Dans la cadre de (ii), la méthode des différences finies (*Finite Difference Method - FDM*) [79] et la méthode des éléments finis (*Finite Element Method - FEM*) [80] ressortent.

La **méthode des différences finies** est l'une des plus anciennes méthodes numériques et la première méthode à être utilisée pour la résolution numérique des champs électromagnétiques [81]. Bien que cette méthode et la méthode des éléments finis soient employées pour résoudre des équations différentielles, elles diffèrent dans leur approche de discrétisation (maillage) et d'approximation. La méthode des différences finies approxime les dérivées d'une fonction en des points discrets du domaine (comme un ensemble de nœuds) en utilisant des approximations de différences finies, puis résout le système d'équations algébriques résultant.

En revanche, la **méthode des éléments finis** divise le domaine en un maillage de petits éléments et approxime la solution sur chaque élément en utilisant des fonctions de base, telles que des polynômes, puis assemble ces solutions locales pour construire une solution globale.

Malgré une charge de calcul moins coûteuse requise par les algorithmes de résolution, la méthode des différences finies nécessite une discrétisation structurée et uniforme du domaine, ce qui rend très difficile son utilisation dans des géométries complexes. De ce fait, elle est actuellement peu utilisée pour la solution des problèmes liés au phénomène de courants de Foucault [81].

La **méthode des éléments de frontière** est basée sur la théorie des équations intégrales de frontière (*Boundary Integral Equation - BIE*) [82]. Il s'agit d'une technique posée en alternative à la méthode des éléments finis, notamment lorsque le domaine de propagation devient infini, car seule la surface de la frontière du domaine doit être discrétisée, ce qui réduit la dimension du problème. La méthode des éléments finis de frontière est notamment utilisée pour la solution de problèmes tels que la propagation en espaces infinis et semi-infinis, comme des applications hyperfréquences et antennes, et s'avère bien adaptée à l'étude de certains problèmes 3D de géométries complexes grâce à une grande simplicité de maillage. La Figure 3.7 illustre un exemple comparatif entre le maillage réalisé dans une simulation par éléments finis (Figure 3.7a) et par éléments de frontière (Figure 3.7b). En contrepartie, les méthodes intégrales ne génèrent pas bien les propriétés de matériaux non linéaires par rapport aux méthodes différentielles et résultent à des matrices de solution asymétriques et entièrement peuplées de coefficients non nuls, ce qui rend la charge de calcul très coûteuse lorsque le nombre d'inconnues croît.

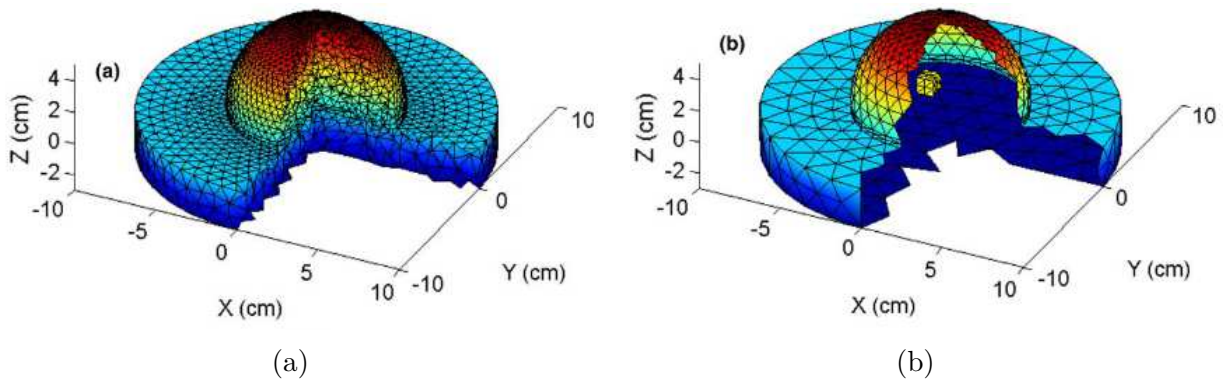


FIGURE 3.7 Exemple de maillage FEM (gauche) vs BEM (droite). La technique FEM nécessite une discrétisation complète et raffinée du domaine évalué. En contrepartie, dans la technique BEM seule la surface de la frontière du domaine doit être discrétisée, ce qui réduit la dimension du problème. Tiré de [83].

Ainsi, la **méthode des éléments finis** a pris la tête des applications académiques et commerciales [84], étant présentement utilisée dans tous les domaines des sciences et du génie. Elle permet d'obtenir une solution très précise sur des géométries complexes, au coût d'une discrétisation raffinée du domaine en éléments de petite taille. Par rapport aux deux principales approches concurrentes, c.-à-d. la méthode des différences finies et la méthode des éléments de frontière [84], la méthode des éléments finis s'avère être plus versatile, plus intuitive et moins limitée (par exemple concernant les maillages non structurés et les non-linéarités). De plus, il existe sur le marché des outils consolidés qui proposent une solution complète (interface graphique, maillage, solveur et post-traitement) basée sur cette méthode.

L'analyse par élément finis (*Finite Element Analysis* - FEA) dans les applications par courants de Foucault est présentée dans la littérature [85–87]. Une telle analyse nécessite des simulations en régime harmonique linéaire pour chaque fréquence d'intérêt. La modélisation peut être axisymétrique, 2D ou 3D. La densité du maillage doit être raffinée dans la surface et sous-surface de la pièce conductrice évaluée afin de représenter adéquatement la profondeur de pénétration δ . Comme présenté au Chapitre 2, une condition d'excitation en courant, normalement sinusoïdale, doit être appliquée à la bobine émettrice pour induire la circulation des courants de Foucault. Les champs vectoriels résultants, c.-à-d. $\bar{J}$ et $\bar{B}$, sont alors des phaseurs complexes. D'après la loi de Faraday, l'intégration de $\bar{B}$ sur la section de la bobine réceptrice permet de calculer sa tension induite $\bar{V}_r$,

$$\bar{V}_r = -j\omega \iint_S \bar{B} \, ds, \quad (3.55)$$

et, par conséquent, de déterminer son impédance apparente $\bar{Z}$,

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}_r}{\bar{I}}. \quad (3.56)$$

Ainsi, à la lumière de ce qui a été présenté dans cette section, le choix de la méthode des éléments finis semble adéquat et pertinent pour la solution de la problématique adressée dans cette thèse. Les Chapitres 4 et 5 aborderont en profondeur la modélisation par éléments finis associée aux dispositifs à courants de Foucault considérés dans cette thèse.

CHAPITRE 4 ABAQUES DE CORROSION À PARTIR DES SIMULATIONS PAR ÉLÉMENTS FINIS

Comme mentionné au Chapitre 2, la technologie LineCore et l'ancienne Cormon OHLCD utilisent une technique d'analyse qui permet de superposer la réponse de la sonde dans des **abaques de corrosion**. La solution développée par Sutton [9–11] pour la création des abaques repose sur le **calcul analytique** de la diffusion des courants de Foucault dans un milieu cylindrique, permettant de calculer le signal produit dans un **solénoïde infini** à partir de l'introduction des brins d'acier et d'aluminium dans la sonde, ainsi que prédire l'effet écran provenant du contact électrique entre les brins d'aluminium et celui causé par la couche de zinc. Dans [11], le calcul de la réponse analytique d'un brin (i) d'aluminium, (ii) d'acier dézingué et (iii) d'acier zingué sont détaillés.

Les sondes à courant de Foucault sont généralement équipées d'une ou plusieurs **bobines fermées** réalisées avec fils électriquement conducteurs. Cette topologie dite « fermée » facilite (i) la théorisation ou la simulation des champs magnétiques générés par les bobines, (ii) le calcul du flux magnétique induit par celles-ci, ainsi que (iii) la fabrication de ces bobines. C'est pour ces raisons que la technologie LineCore et l'ancienne Cormon OHLCD ont été conçues pour effectuer des inspections dites à « boucle fermée ».

Pour que la sonde LineCore soit installée sur des conducteurs des lignes électriques, un **mécanisme d'ouverture et fermeture des portes**, comme montré à la Figure 4.1, est requis pour ouvrir les bobines émettrices (ou « émetteurs ») et réceptrices (ou « récepteurs ») et y insérer sur les conducteurs de la ligne inspectée, et puis refermer ces mêmes portes pour obtenir des bobines fermées. Cette caractéristique **permet alors de modéliser la sonde LineCore comme un long solénoïde** et de résoudre les champs de diffusion en présence de conducteurs ACSR analytiquement ou les simuler à partir des techniques de solution numériques, comme la méthode des éléments finis présentée au Chapitre 3.

Une méthodologie de **modélisation et simulation 2D par éléments finis** a été largement étudiée par Hydro-Québec [39, 40] dans les dernières années, afin de reproduire les abaques du LineCore à partir des simulations, en approfondissant la compréhension de la technologie. Comme dans [9–11], **l'approche des simulations 2D considère également la bobine émettrice de la sonde comme un solénoïde infini**. La Figure 4.2 illustre un exemple de comparaison entre les abaques réalisés par l'algorithme de calcul de la technologie LineCore/Cormon OHLCD (lignes pointillées) et par des simulations 2D (lignes pleines).

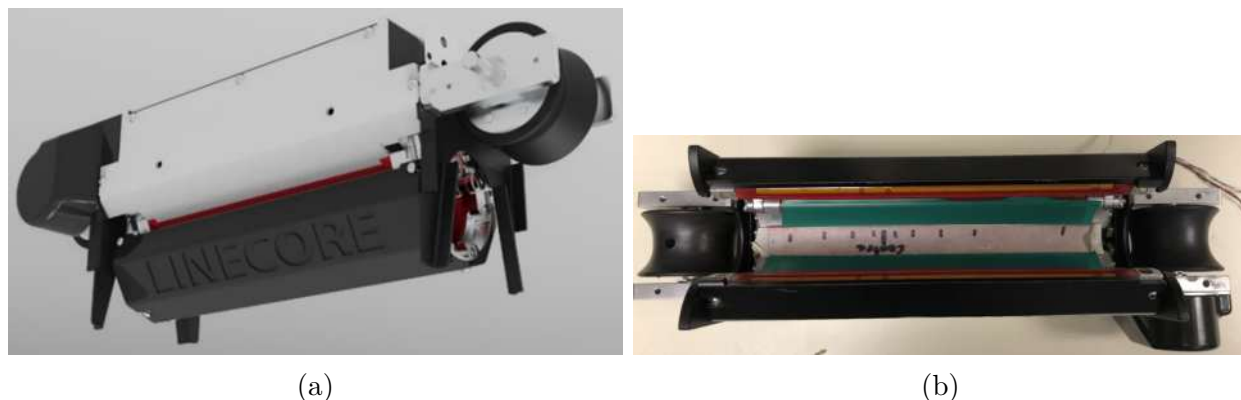


FIGURE 4.1 LineCore avec mécanisme d'ouverture/fermeture : (a) position fermée et (b) position ouverte.

Le **solénoïde infini** se caractérise principalement par un **flux magnétique uniforme** dans toute sa région interne. Cela signifie que la tension induite et le flux total restent constants dans la bobine réceptrice, quelle que soit la position des brins à l'intérieur [40]. Des tests réalisés sur maquette avec les premières unités LineCore ont montré une variabilité de la réponse de la sonde, constatant entre autres, la **non-uniformité du flux dans le dispositif** [40]. En fait, l'approximation de la bobine émettrice du LineCore par un solénoïde parfait introduit une erreur d'analyse, car les spires (ou « tours ») de l'émetteur ne sont pas distribués uniformément le long de l'axe de la bobine, produisant ainsi un champ non uniforme. De ce fait, **la modélisation 3D à partir des paramètres réels du LineCore** devient fondamentale pour évaluer correctement la réponse de la sonde dans des abaques de corrosion.

Ainsi, ce chapitre explore la méthodologie de création d'abaques de corrosion à partir des techniques de modélisation et simulation par éléments finis 2D (présentement utilisés par Hydro-Québec) et 3D (objectif spécifique 1 de cette recherche), afin de comparer la réponse des abaques face à ces deux approches.

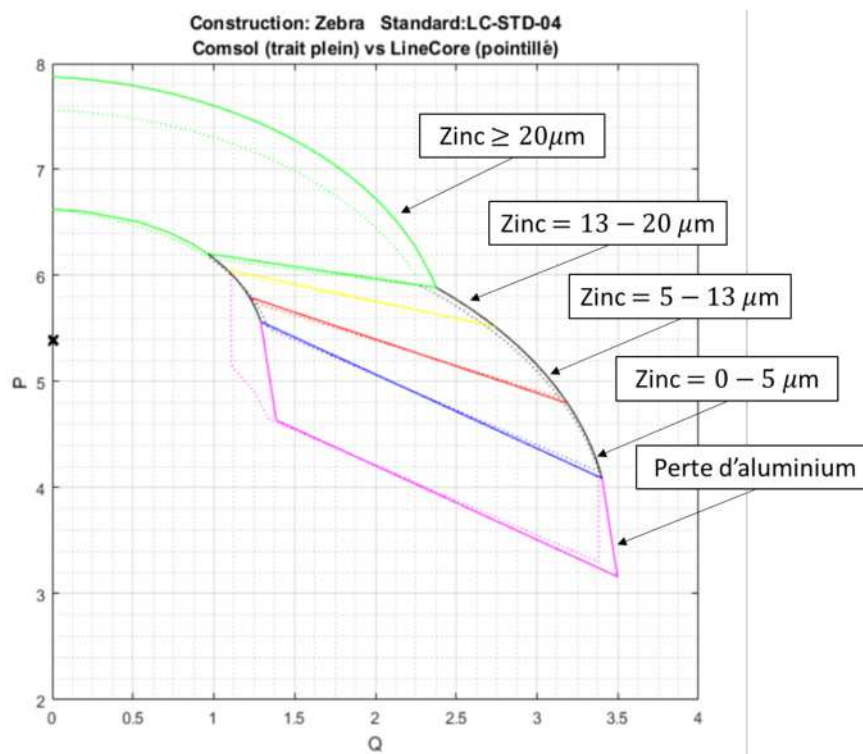


FIGURE 4.2 Comparaison entre abaques réalisés par l'algorithme LineCore/Cormon OHLCD (lignes pointillées) et par des simulations 2D par éléments finis (lignes pleines). Les abaques sont tracés dans le plan d'affichage P - Q , représentant les signaux de tension en phase P et en quadrature Q . Dans ce cas, l'état de corrosion des conducteurs est divisé en 5 états, soient respectivement : (i) un conducteur sain (couche de zinc $> 20\mu\text{m}$), (ii) une perte possible de zinc ($10 - 20\mu\text{m}$), (iii) une perte de zinc partielle ($5 - 10\mu\text{m}$), (iv) une perte de zinc sévère ($0 - 5\mu\text{m}$), et (v) une perte totale du zinc et pertes possibles d'aluminium. Adapté de [40].

4.1 Méthodologie de création d'abaques à partir des simulations 2D et 3D

Les simulations 2D et 3D réalisées dans ce travail ont été développées en régime harmonique à l'aide du module électromagnétique AC/DC de l'outil COMSOL Multiphysics® [12] (ou simplement « COMSOL »). La formulation axisymétrique est utilisée pour la résolution du potentiel vecteur magnétique $\bar{A}$ et le calcul des tensions induites.

Le problème consiste à calculer quelle est la tension induite dans la bobine réceptrice $\bar{V}_r$. Il s'agit d'une intégration de surface de la composante $\bar{B}$ dans la direction normale au plan du solénoïde infini (2D) ou du récepteur (3D), selon l'équation (3.55).

Dans le cas des conducteurs ACSR, **la tension induite sur la bobine de réception** est, en général, particulièrement influencée par les facteurs présentés ci-dessous [10, 11] :

- (i) **les courants-écrans circulant entre brins d'aluminium ;**
- (ii) **les courants-écrans qui circulent dans le revêtement de zinc (et par conséquent, l'épaisseur du placage) ;**
- (iii) **le volume de l'âme du conducteur aimantée.**

Ces trois facteurs sont donc la base de création des abaques. Le concept des **courants-écrans entre brins** repose sur l'existence d'une continuité électrique entre les brins d'une même couche, formant un mince écran conducteur où les courants de Foucault s'établissent. Ainsi, la solution proposée dans [10, 11] considère l'induction de courants de Foucault $\bar{J}_i$ selon les deux cas présentés à la Figure 4.3. La première hypothèse considère les courants-écrans circulant individuellement autour de chaque brin (« *no interstrand currents* », appellation [11]) et permettant la pénétration du champ appliqué $\bar{H}_{prim}$ au centre du conducteur, tel qu'illustré à la Figure 4.3a. Dans la deuxième hypothèse, l'écran se forme à la surface de la couche externe des brins et les courants de Foucault circulent en sautant d'un brin à l'autre (« *interstrand currents* », appellation [11]), ce qui atténue la pénétration du champ appliqué à l'intérieur du conducteur, comme le montre la Figure 4.3b. Le zinc a également un effet écran sur les brins d'acier. Les courants-écrans génèrent des pertes par courants de Foucault dans les régions fortement conductrices, et contribuent principalement à augmenter la valeur de la composante P (en phase). Le volume de l'acier aimantée contribue alors principalement à la composante Q (en quadrature) [10, 39].

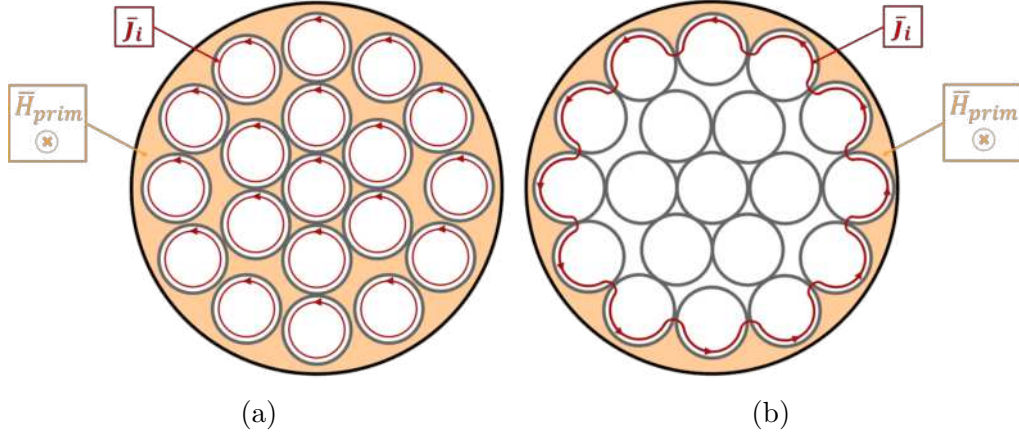


FIGURE 4.3 Illustration des cas considérés pour l'effet-écran : (a) courants-écrans (ou de Foucault) $\bar{J}_i$ circulant individuellement dans tous les brins et permettant la pénétration du champ $\bar{H}_{prim}$ (zone orange) à l'intérieur du conducteur, et (b) courants-écrans $\bar{J}_i$ circulant à la couche externe des brins atténuant la pénétration de $\bar{H}_{prim}$ à l'intérieur du conducteur.

Dans les simulations 2D et 3D, l'effet écran des brins d'aluminium et le revêtement de zinc, sont modélisés comme une **impédance de surface**, à l'aide d'une condition de transition à la frontière (« *Transition Boundary Condition* », appellation COMSOL). Cette condition est utilisée aux frontières intérieures pour modéliser une feuille (« *sheet* ») d'un milieu hautement conducteur dont l'épaisseur est très inférieure à la taille caractéristique et à la courbure de l'objet modélisé [88]. Cette approche élimine la nécessité de mailler le revêtement de zinc afin de tenir compte de l'épaisseur variable du placage ou de la profondeur de pénétration lors des analyses à différentes fréquences.

Tel que dans [10,11], les contributions des **courants-écrans entre les brins d'aluminium** simulées en 2D et 3D ne sont considérées qu'entre la première et la deuxième couche de brins d'aluminium et sont calculées à partir de la **variation de la conductivité $\sigma_{ce_{Al}}$ d'une mince frontière conductrice en aluminium à une épaisseur $e_{ce_{Al}}$ fixée** [40], comme montré à la Figure 4.4.

Pour évaluer les contributions du **revêtement de zinc** (Figure 4.4), le **zinc** est représenté aux frontières d'acier à une épaisseur e_{Zn} **paramétrable et uniformément distribué autour des brins de l'âme**, permettant de simuler sa corrosion jusqu'à avoir une perte complète du placage.

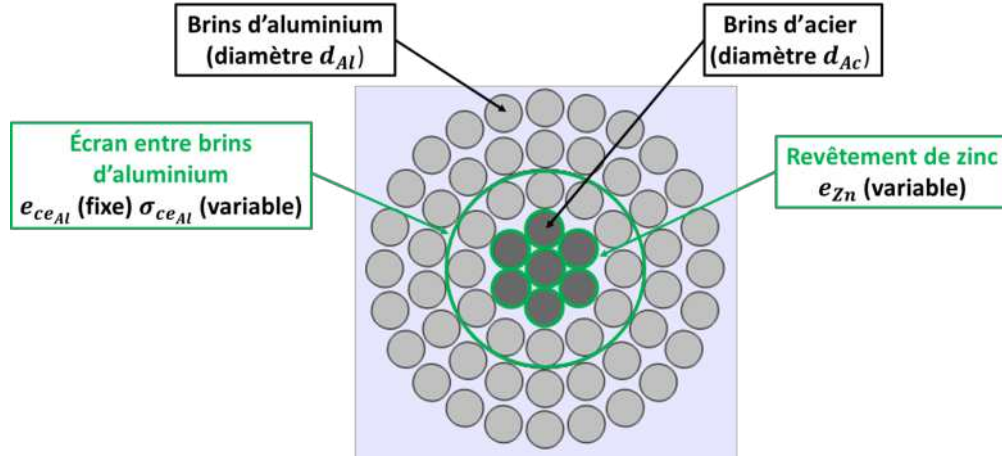


FIGURE 4.4 Illustration des conditions de modélisation de l'effet écran entre les brins d'aluminium et du revêtement de zinc dans un conducteur ACSR (de diamètre des brins d'acier et d'aluminium, d_{Ac} et d_{Al} , respectivement). Selon l'approche proposée, une frontière conductrice en aluminium, située entre la première et la deuxième couche de brins d'aluminium à une conductivité électrique σ_{ceAl} variable et une épaisseur e_{ceAl} fixe, est utilisée pour simuler l'effet du contact électrique entre les brins d'aluminium. Pour évaluer les contributions de la galvanisation, une couche de zinc d'épaisseur e_{Zn} variable est établie aux frontières des brins d'acier.

La théorie de création des abaques [10,11] prend également en compte **l'effet d'écran entre les brins d'acier**. Pour ce faire, deux modèles distincts d'âme d'acier sont utilisés. Afin de tenir compte des courants-écrans qui peuvent circuler à la couche externe de l'âme (« *interstrand currents* »), les simulations en 2D utilisent un modèle d'âme à brins fusionnés en contact parfait, comme illustré à la Figure 4.5. Dans ce cas, la couche de zinc d'épaisseur e_{Zn} variable est établie uniquement aux frontières externes de l'âme. Pour évaluer les courants-écrans circulant individuellement sur chaque brin (« *no interstrand currents* »), un modèle de l'âme à brins isolés, comme celui de la Figure 4.4 est utilisé. Cependant, la modélisation 3D présente une particularité qui rend difficile la réalisation du modèle d'âme fusionnée, ce qui sera discuté dans la section 4.3.

Lorsque le conducteur est dézingué (c.-à-d. perte totale du placage de zinc), les **pertes de section dans les brins d'acier et d'aluminium** sont simulées, séparément, en réduisant les diamètres d_{Ac} (acier) et d_{Al} (aluminium). À un pourcentage de perte donné $p(\%)$, le diamètre effectif restant d'acier ou d'aluminium $d'_{Ac,Al}$ est calculé comme suit :

$$d'_{Ac,Al} = d_{Ac,Al} \sqrt{1 - \frac{p(\%)}{100}}. \quad (4.1)$$

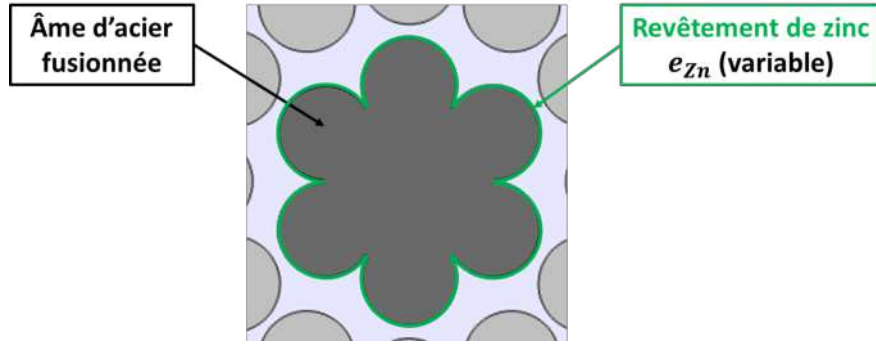


FIGURE 4.5 Modèle 2D de l'âme d'acier à brins fusionnés utilisé pour évaluer la circulation des courants-écrans à la couche externe d'acier (« *interstrand currents* »).

Ainsi, pour un conducteur ACSR spécifique et à une fréquence donnée, la tension dans le récepteur $\bar{V}_r$, est **calculée à partir de la variation des paramètres décrits ci-dessus** à l'aide de l'outil LiveLink™ pour Matlab®, qui étend l'environnement de modélisation COMSOL avec une interface entre COMSOL Multiphysics® et Matlab®. Les sections 4.2 et 4.3 présentent, respectivement, les techniques adoptées par pour les simulations 2D et 3D.

À l'aide d'un *script* Matlab®, les tensions $\bar{V}_r$ en 2D et 3D sont d'abord normalisées à la réponse du solénoïde (2D) et de la sonde (3D) à vide, c.-à-d. sans conducteur à l'intérieur, et en présence d'un étalon de calibration en aluminium. Les tensions résultantes sont ensuite converties au plan d'affichage P - Q , générant un ensemble de tensions de sortie appelées $\bar{V}_{PQ}$, qui possèdent de deux composantes de tension P ($\text{Re}\{\bar{V}_{PQ}\}$), en phase, et Q ($\text{Im}\{\bar{V}_{PQ}\}$), en quadrature. Les manipulations et paramètres liés à la conversion des tensions au plan P - Q sont présentés à la section 4.4. Il est donc possible de caractériser un conducteur « sain » et d'établir une réponse de référence P - Q du solénoïde (2D) et du dispositif (3D) à une fréquence donnée. La réponse P - Q peut également être établie pour plusieurs épaisseurs de la couche de zinc, ainsi que pour les pertes de section dans les brins d'acier et d'aluminium, afin de tracer des abaques de corrosion. Les abaques sont divisés en **bandes de corrosion**, tel qu'illustré à la Figure 4.6 qui fournissent des informations complètes sur l'état de corrosion de ces trois matériaux constituant d'un conducteur ACSR.

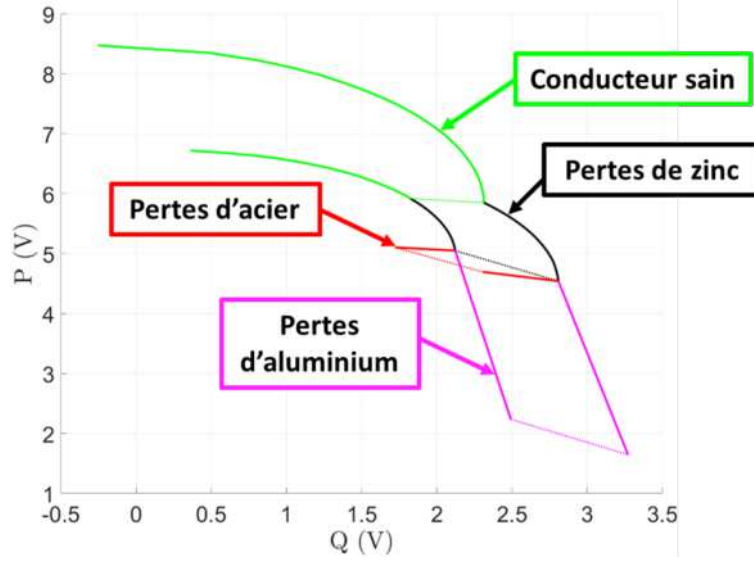


FIGURE 4.6 Exemple d'abaque de corrosion réalisé à partir des simulations par éléments finis. L'abaque est divisé en bandes de corrosion qui fournissent des informations complètes sur l'état du conducteur, soient : (i) conducteur sain (ii) pertes dans le revêtement de zinc, (iii) pertes de section d'acier et (iv) d'aluminium.

4.2 Modélisation et simulations par éléments finis 2D

La Figure 4.7 illustre un exemple de modèle 2D composé par le solénoïde infini en présence d'un conducteur du type ACSR Zebra (à 54 brins d'aluminium et 7 brins d'acier, de diamètre $d_{Ac} = d_{Al} = 3.18$ mm). Le solénoïde (émetteur), modélisé comme une bobine circulaire en cuivre, est excité à une condition de densité de courant de surface égale à celle de la sonde LineCore, soit $J_s = 2$ A/m [39].

Pour une meilleure compréhension du phénomène de diffusion dans un milieu conducteur, analysons maintenant quelques simulations qui montrent l'induction de courants de Foucault dans le solénoïde infini en fonction des différents facteurs impliqués dans la création des abaques de corrosion.

La Figure 4.8 illustre l'induction dans le solénoïde en présence d'un étalon de calibration composé par 54 brins d'aluminium (de diamètre $d_{Al} = 3.05$ mm et conductivité électrique $\sigma_{Al} = 37$ MS/m). Nous observons que la densité de flux magnétique est constante à l'intérieur du solénoïde. Les courants de Foucault sont induits à la surface des brins, mais l'intensité de la densité de flux décroît au fur et à mesure que la **profondeur de pénétration de l'aluminium** (d'environ 0.298 mm à 77 kHz) est dépassée, étant presque nulle au centre des brins.

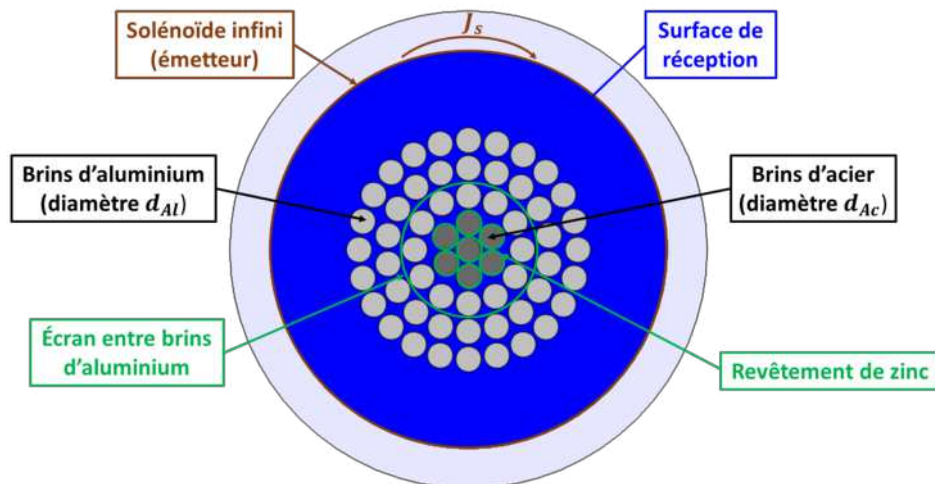


FIGURE 4.7 Exemple de modèle 2D représentant un conducteur ACSR Zebra (à 7 brins d'acier et 54 brins d'aluminium, de diamètre $d_{Ac} = d_{Al} = 3.18$ mm) à l'intérieur du solénoïde. Une densité de courant de surface $J_s = 2$ A/m est appliquée au solénoïde infini, qui joue le rôle de bobine d'excitation. Les tensions induites sont calculées sur la surface de réception à l'intérieur du solénoïde.

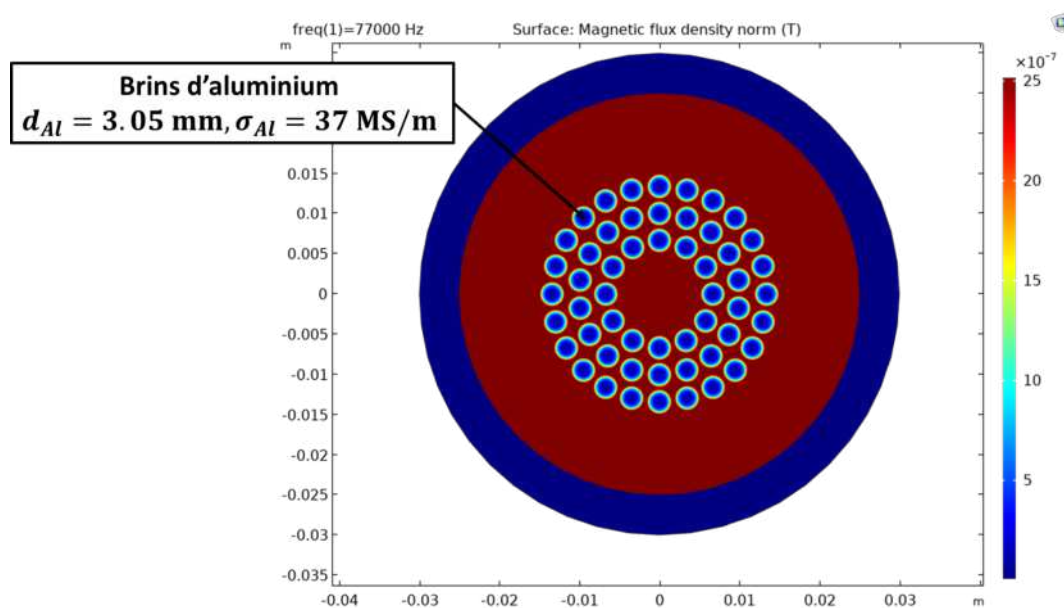


FIGURE 4.8 Induction dans un solénoïde infini à 77 kHz en présence d'un étalon de calibration en aluminium. Le champ magnétique est constant à l'intérieur du solénoïde, étant presque nul au centre des brins d'aluminium. L'amplitude maximale du champ $\vec{B}$ est d'ordre de $2.5 \mu\text{T}$.

L'insertion d'un conducteur ACSR dans le solénoïde modifie la distribution du flux dans son intérieur dû à la présence du matériau ferromagnétique, comme le montre la Figure 4.9. Afin de mieux visualiser cet effet, la simulation de l'étalon de calibration en aluminium (sans acier) présentée dans la Figure 4.8 a été mise à la même échelle que la simulation réalisée pour le solénoïde en présence d'un conducteur ACSR Zebra dézingué (de perméabilité relative et conductivité électrique d'acier : $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et $\sigma_{Ac} = 5$ MS/m, et conductivité électrique d'aluminium : $\sigma_{Al} = 37$ MS/m), comme illustré aux Figures 4.9a et 4.9b respectivement. La présence de **l'acier a l'effet d'amplifier à un facteur $\mu_{r_{Ac}}$ le flux magnétique** circulant dans la zone de **profondeur de pénétration des brins d'acier (environ 0.115 mm à 77 kHz)**.

Le maillage de l'acier doit donc être suffisamment raffiné pour bien discrétiser la mince zone de profondeur de pénétration δ_{Ac} . Une étude de convergence du maillage a été réalisée, permettant de déterminer la taille critique d'éléments finis h . La Figure 4.10 illustre la progression de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) entre la solution obtenue par la méthode des éléments finis (FEM) et la solution analytique de l'équation (3.44). Dans ce cas, un brin d'acier de rayon $d_{Ac}/2 = 1.755$ mm et $\delta_{Ac} = 0.115$ mm a été évalué à la fréquence et au champ d'excitation de la sonde LineCore, c.-à-d. 77 kHz et 2 A/m (≈ 2.51 μ T). Ce résultat démontre que, avec une taille d'élément $h = 0.5\delta_{Ac}$ les solutions analytique et FEM convergent.

La Figure 4.11 illustre l'effet de la variation de $\mu_{r_{Ac}}$ sur le flux dans l'âme du conducteur dézingué (i) à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ (Figure 4.11a) et (ii) à $\mu_{r_{Ac}} = 28$ Figure 4.11b). La caractéristique de l'acier d'amplifier le flux magnétique implique qu'une **petite couche de zinc a un effet important sur le flux à l'intérieur des brins d'acier**.

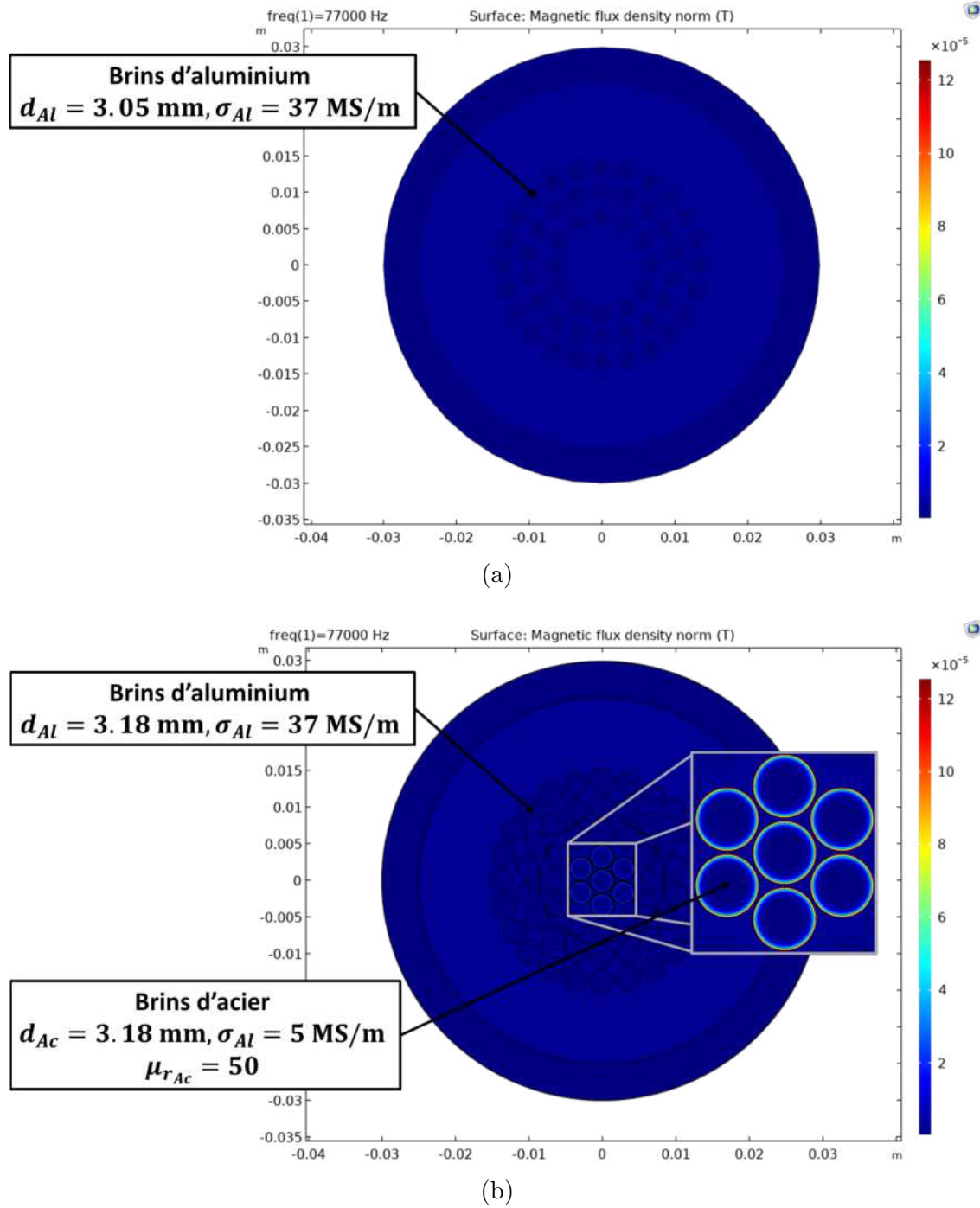


FIGURE 4.9 Illustration de l'effet de l'acier sur l'induction à 77 kHz : (a) solénoïde en présence d'un étalon de calibration en aluminium (sans acier), dont la densité de flux maximale est d'ordre $2.5 \mu\text{T}$, et (b) solénoïde en présence d'un conducteur ACSR Zebra dézingué. L'acier modifie la distribution de la densité de flux dans le solénoïde, amplifiant l'amplitude maximale à environ $120 \mu\text{T}$ dans la zone de la profondeur de pénétration des brins de l'âme (d'environ 0.115 mm , dans ce cas).

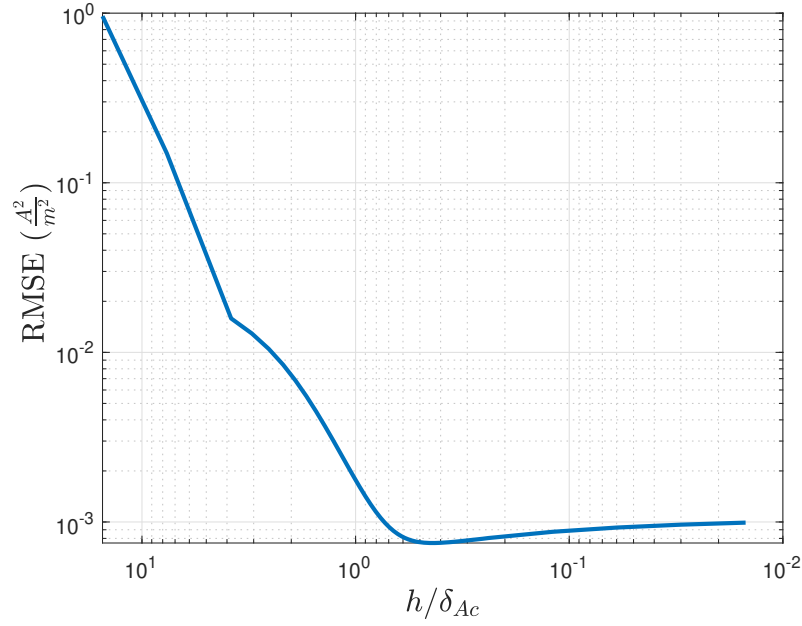


FIGURE 4.10 Étude de convergence du maillage d'un conducteur en acier. Les solutions analytique et FEM convergent à une taille d'élément $h = 0.5\delta_{Ac}$.

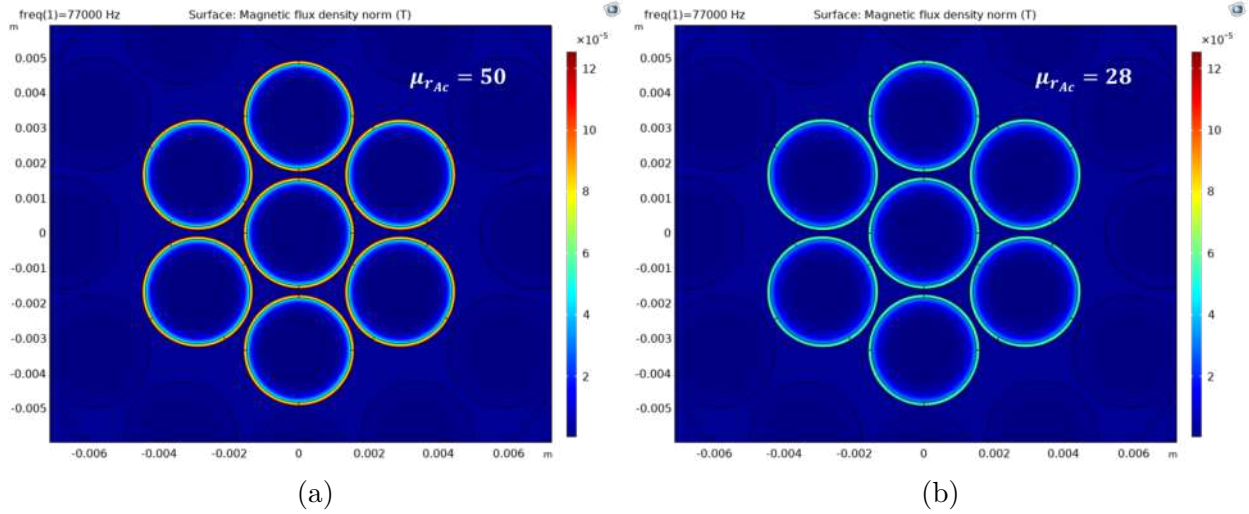


FIGURE 4.11 L'effet de la variation de la perméabilité relative $\mu_{r_{Ac}}$ sur le flux dans une âme dézinguée à 77 kHz : (a) l'âme à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et $\sigma_{Ac} = 5$ MS/m (amplitude maximale de du champ $\approx 120 \mu\text{T}$), et (b) l'âme à $\mu_{r_{Ac}} = 28$ et $\sigma_{Ac} = 5$ MS/m (amplitude maximale de du champ $\approx 70 \mu\text{T}$). Par rapport au cas (a), une réduction à un facteur près de 28/50 est observé sur l'amplitude maximale de $\vec{B}$.

Tel que mentionné à la section 4.1, le revêtement de zinc n'est pas discrétisé dans le modèle, étant représenté par une condition de transition à la frontière entre le zinc et l'acier. Pour démontrer la validité de cette approximation, la Figure 4.12 compare la solution analytique d'un conducteur à deux couches (équations (3.46) et (3.47)) et la solution FEM, en considérant (i) la discrétisation du domaine de la couche de zinc et (ii) la condition de transition à l'interface du zinc et de l'acier. Dans cet exemple, un brin d'acier ($d_{Ac} = 3.51$ mm, $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et $\sigma_{Ac} = 5$ MS/m) avec revêtement de zinc (d'épaisseur $e_{Zn} = 100$ μ m et de conductivité électrique $\sigma_{Zn} = 16$ MS/m) est soumis à la fréquence et au champ d'excitation de la sonde LineCore. Sous ces conditions, les profondeurs de pénétration dans l'acier et dans le zinc sont, respectivement, $\delta_{Ac} = 0.115$ mm et $\delta_{Zn} = 0.453$ mm. Bien que dans le cas où le zinc n'est pas discrétisé (courbe jaune), la transition du champ électromagnétique d'un matériau à l'autre soit abrupte, la discontinuité de la solution à $r = 100$ μ m, est clairement observable.

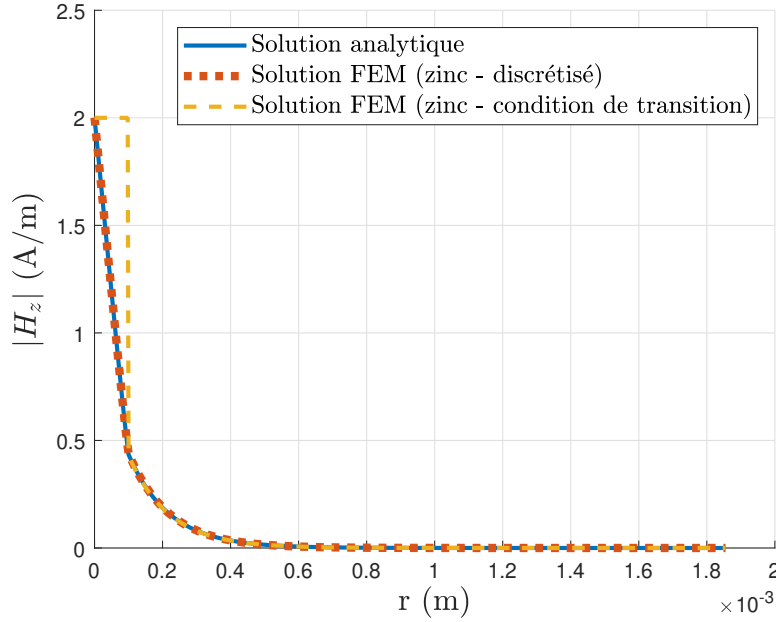


FIGURE 4.12 Comparaison des champs magnétiques calculés à partir de la solution analytique (équations (3.46) et (3.47)) et des solutions FEM pour conducteur en acier avec une revêtement de zinc. Dans ce cas, le revêtement est représenté de deux manières : discrétisé (en orange) et par un condition de transition (en jaune).

L'effet écran imposé par le zinc atténue la réponse des brins de l'âme, de sorte que plus l'épaisseur e_{zn} de la couche de zinc est grande, plus le flux à la surface des brins d'acier est atténué. La Figure 4.13 illustre cet effet en considérant trois valeurs d'épaisseur du **revêtement de zinc** (de profondeur de pénétration d'environ 0.453 mm à 77 kHz), soit : (i) $e_{zn} = 100 \mu\text{m}$ (Figure 4.13a) ; (ii) $e_{zn} = 20 \mu\text{m}$ (Figure 4.13b) ; et (ii) $e_{zn} = 0 \mu\text{m}$ (Figure 4.13c).

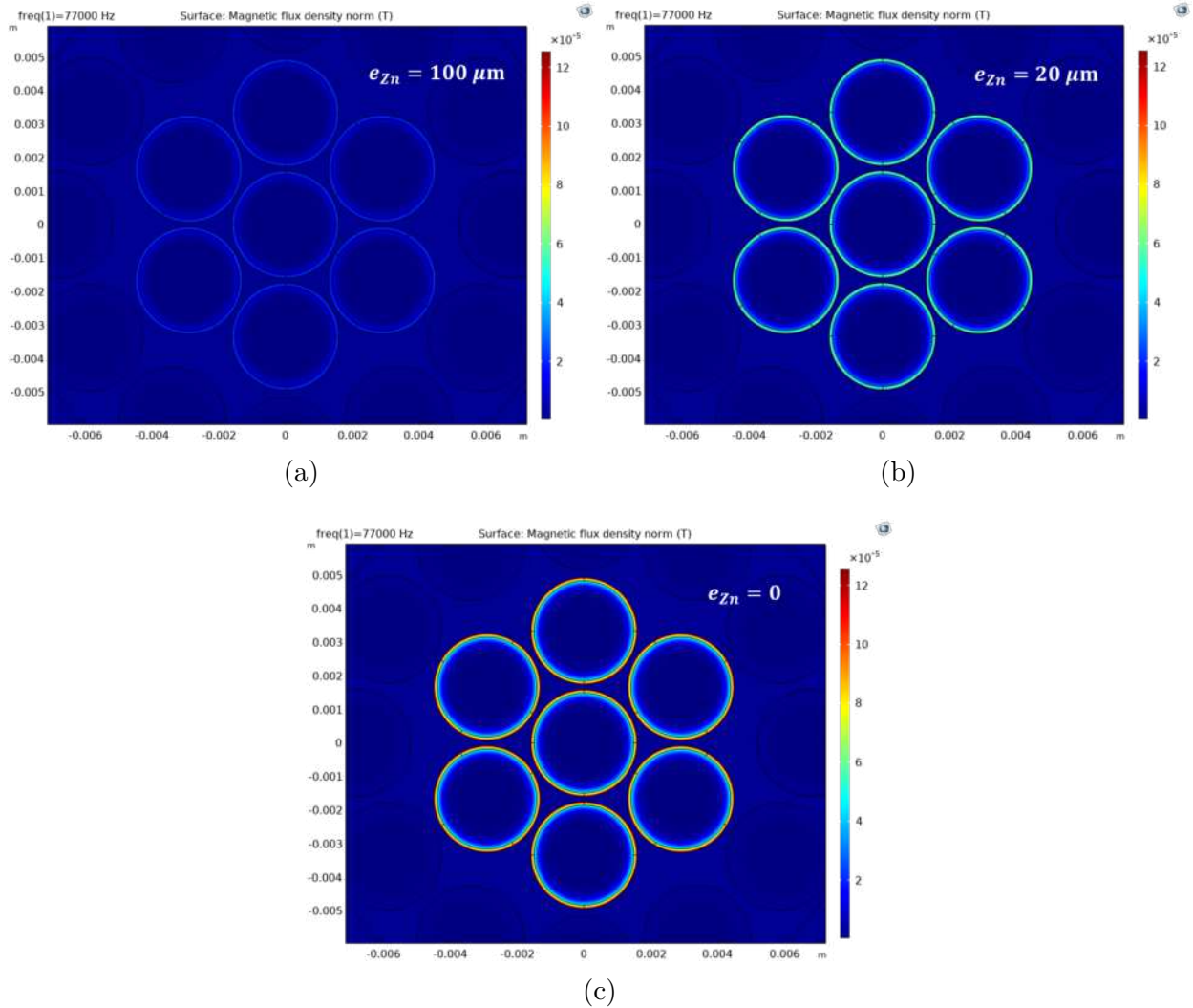


FIGURE 4.13 Effet de la variation de l'épaisseur de la couche de zinc ($\sigma_{zn} = 16 \text{ MS/m}$) sur la réponse de l'acier ($\mu_{rAc} = 50$) à 77 kHz : (a) épaisseur à $e_{zn} = 100 \mu\text{m}$ (amplitude maximale de du champ $\approx 25 \mu\text{T}$) ; (b) $e_{zn} = 20 \mu\text{m}$ (amplitude maximale de du champ $\approx 70 \mu\text{T}$) ; et (c) $e_{zn} = 0 \mu\text{m}$ (amplitude maximale de du champ $\approx 120 \mu\text{T}$). Plus la couche de galvanisation est épaisse, plus la réponse de l'acier est masquée (le flux à la surface du brin est atténué). Dans ces cas, les profondeurs de pénétration du zinc et de l'acier sont respectivement de 0.453 mm et 0.115 mm.

La **circulation des courants-écrans** entre la première et la deuxième couche d'**aluminium** est responsable de l'atténuation du flux à l'intérieur de l'écran et à la surface des brins d'acier. La Figure 4.14 compare la variation de l'amplitude de la densité de flux en absence (Figure 4.14a) et en présence (Figure 4.14b) de l'écran, en considérant un conducteur avec une épaisseur de zinc $e_{Zn} = 20 \mu\text{m}$.

La Figure 4.15 illustre la **circulation des courants-écrans** entre les brins de l'âme d'**acier**, selon les deux hypothèses de [11] présentées à la section 4.1. Dans les deux cas, les âmes sont évaluées à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ avec une couche de zinc d'épaisseur $e_{Zn} = 100 \mu\text{m}$. La Figure 4.15a montre la présence des courants-écrans dans tous les brins isolés et la pénétration du flux dans la région d'air entre les brins de l'âme. À la Figure 4.15b la fusion des brins fait que les courants-écrans ne circulent que dans la couche externe d'acier, ce qui réduit la surface magnétique et exclut la pénétration du flux magnétique dans la région centrale de l'âme.

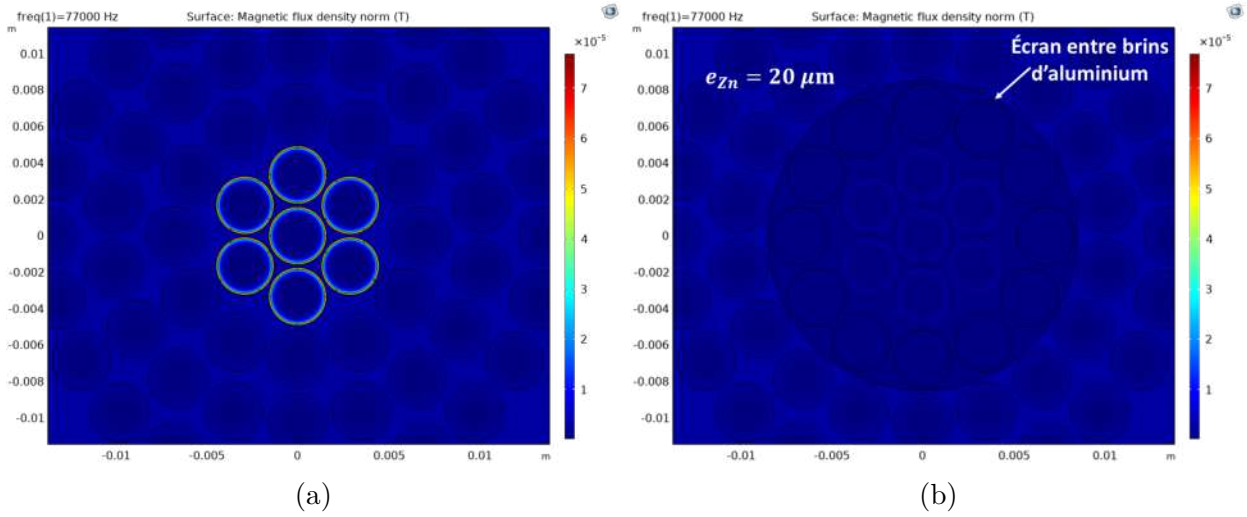


FIGURE 4.14 L'effet des courants-écrans sur l'aluminium dans la réponse de l'âme d'acier à $\mu_{r_{Ac}} = 50$, considérant un conducteur à une épaisseur de zinc $e_{Zn} = 20 \mu\text{m}$: (a) en absence de l'écran entre couches d'aluminium (amplitude du champ $\approx 70 \mu\text{T}$) ; et (b) en présence de l'écran entre couches d'aluminium (amplitude du champ $\approx 12 \mu\text{T}$). La présence de l'écran atténue le flux à l'intérieur, et par conséquent, le flux à la surface des brins d'acier.

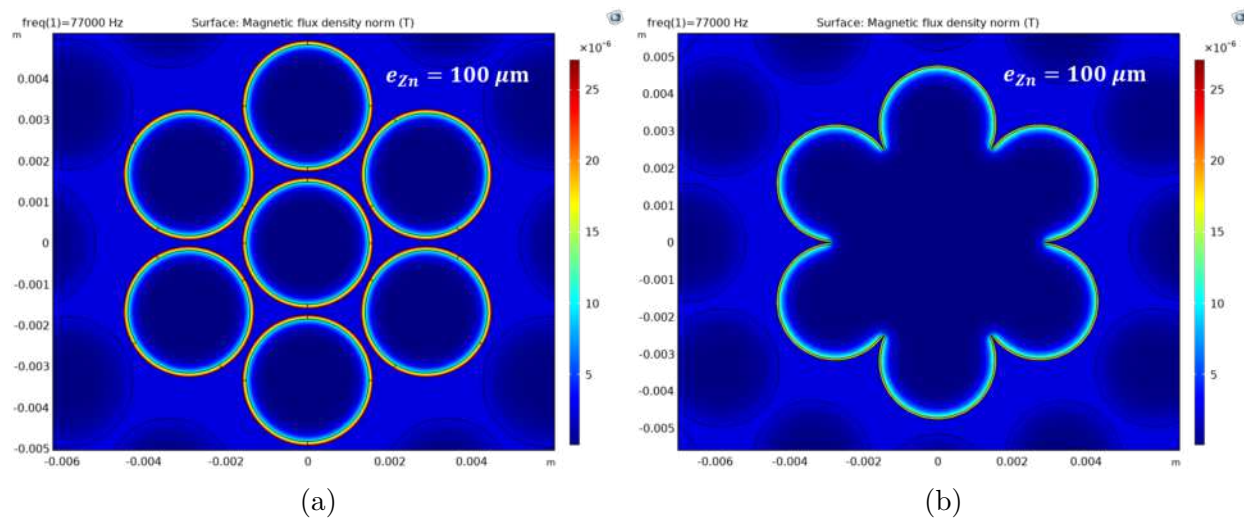


FIGURE 4.15 Les deux approches de modélisation 2D pour l'évaluation des courants-écrans entre brins l'acier : (a) modèle de l'âme à brins complètement isolés, montrant le flux magnétique à la surface de tous les brins de l'âme, et (b) modèle de l'âme d'acier à brins fusionnés. Par rapport au cas (a), le flux magnétique circule uniquement dans les brins de la couche externe de l'âme, et par conséquent, le brin central ne contribue pas à la réponse magnétique.

4.3 Modélisation et simulations 3D (objectif spécifique 1)

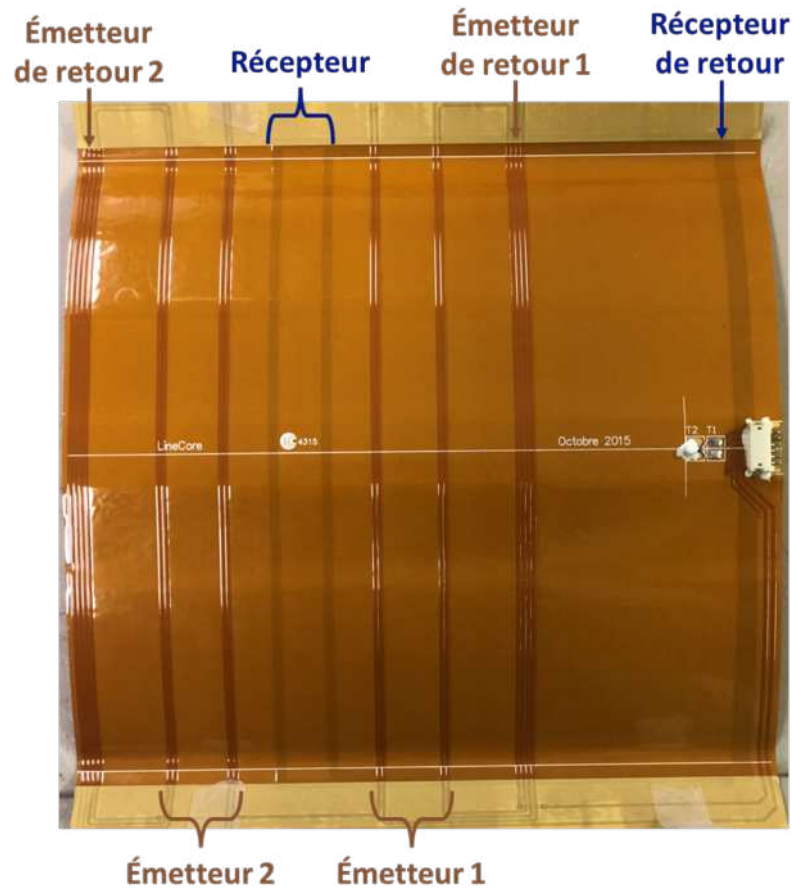
4.3.1 Paramètres de bobinage de la sonde LineCore

Comme mentionné au début de ce chapitre, la sonde LineCore possède un mécanisme d'ouverture et de fermeture de ses bobines émettrices et réceptrice. Pour cette raison, afin de réussir à « ouvrir » les bobines sans devoir assurer un contact électrique entre chaque tour d'une bobine ouverte, le bobinage du LineCore est réalisé sur un **circuit imprimé flexible**, comme le montre la Figure 4.16a. Cette approche de bobinage est adoptée pour éliminer le risque de mauvais contacts entre les spires des bobines.

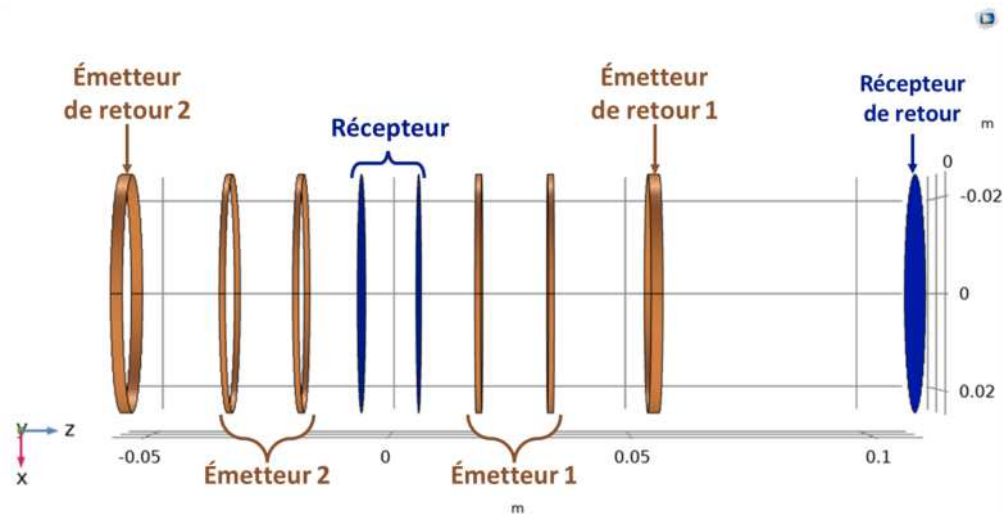
Par conséquent, comme il n'y pas de contact électrique entre les tours, pour « fermer » électriquement les bobines, il faut arrêter les tours sur la bordure de l'ouverture, et ramener le tour en sens inverse, idéalement « loin » des bobines actives de la sonde. Cela doit être fait pour chaque tour de bobine, c.-à-d. les émetteurs (2 émetteurs pour assurer une conception symétrique de part et d'autre de la section de conducteur mesurée), et le récepteur, ce qui produit deux nouvelles bobines appelées « émetteur de retour » (1 par émetteur, donc 2 émetteurs de retour) et « récepteur de retour » (un seul). Ces deux bobines ne jouent aucun rôle d'intérêt pour la mesure, mais introduisent une source d'erreur additionnelle sur la mesure désirée (ce sujet sera traité au Chapitre 5). La Figure 4.16b illustre comment le bobinage de la sonde LineCore peut être assimilé à « boucles fermées » dans la modélisation 3D.

Pour réduire la charge de calcul et la taille du domaine, une symétrie dans le plan $z = 0$ est utilisée, permettant de modéliser uniquement les bobines dans l'axe z positif, tel qu'illustré à la Figure 4.17. Le Tableau 4.1 présente les paramètres et les valeurs utilisés pour la modélisation du bobinage du LineCore.

Le récepteur et le récepteur de retour sont représentés en simulation par une surface d'air, car aucun courant ne circule dans ces bobines. L'émetteur 1 et l'émetteur de retour 1 (ci-dessous appelés « émetteur » et « émetteur de retour » pour simplifier la notation) sont représentés par des surfaces cylindriques en cuivre. Dans le bobinage réel du LineCore, l'émetteur est composé par deux bobines à deux tours chacune (c.-à-d. $n_{e1} = n_{e2} = 2$), tandis que l'émetteur de retour par une seule bobine à quatre tours ($n_{er} = 4$). Puisque la distance entre les traces des tours sur circuit imprimé est minimale, les tours des deux bobines de l'émetteur, ainsi que les tours de l'émetteur de retour ne sont pas discrétisés dans ce cas-ci. L'effet des tours est alors représenté par une largeur (émetteur : l_{e1} et l_{e2} ; émetteur de retour : l_{er}), qui est fonction du nombre de tours des bobines et de la largeur de la trace de cuivre sur circuit imprimé, tel que montré au Tableau 4.1.



(a)



(b)

FIGURE 4.16 Bobinage de la sonde LineCore : (a) réalisé sur circuit imprimé flexible pour l'ouverture de la sonde, et (b) exemple de modélisation du bobinage complet du LineCore dans COMSOL.

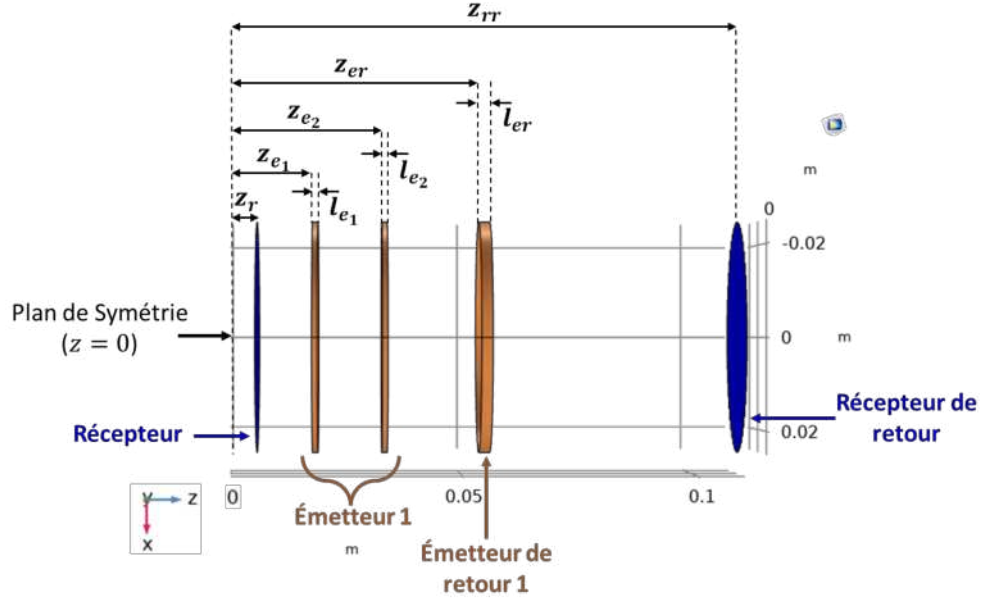


FIGURE 4.17 Bobinage 3D du LineCore avec symétrie dans le plan $z = 0$, présentant les principaux paramètres du bobinage, selon le Tableau 4.1. Le récepteur et le récepteur de retour sont représentés par une surface d'air, et l'émetteur et l'émetteur de retour sont représentés par des surfaces cylindriques en cuivre. Étant donné qu'il n'y a qu'un seul récepteur de retour, la symétrie (dans l'axe z négatif) n'inclut pas le récepteur de retour.

TABEAU 4.1 Paramètres de modélisation 3D du bobinage la sonde LineCore

Paramètre	Valeur/Équation	Définition
l_t	0.6 mm	Largeur de la trace de cuivre sur circuit imprimé
d_r	50 mm	Diamètre du récepteur
d_{rr}	50 mm	Diamètre du récepteur de retour
d_e	50 mm	Diamètre de l'émetteur 1
d_{er}	50 mm	Diamètre de l'émetteur de retour 1
z_r	6 mm	Position en z du récepteur
z_{e1}	18 mm	Position en z de la bobine émettrice 1 (émetteur 1)
z_{e2}	33 mm	Position en z de la bobine émettrice 2 (émetteur 1)
z_{er}	54 mm	Position en z de l'émetteur de retour 1
z_{rr}	110 mm	Position en z du récepteur de retour
n_{e1}	2	Nombre de tours de la bobine émettrice 1 (émetteur 1)
n_{e2}	2	Nombre de tours de la bobine émettrice 2 (émetteur 1)
n_{er}	4	Nombre de tours de l'émetteur de retour 1
l_{e1}	$n_{e1} l_t$	Largeur de la bobine émettrice 1 (émetteur 1)
l_{e2}	$n_{e2} l_t$	Largeur de la bobine émettrice 2 (émetteur 1)
l_{er}	$n_{er} l_t$	Largeur de l'émetteur de retour 1

Les bobines sont enveloppées par un domaine d'air. Une condition frontière (« *Magnetic Field* », appellation COMSOL) est appliquée à la surface $z = 0$ (plan de symétrie) imposant une condition de Dirichlet de champ magnétique H_{normal} nul (Figure 4.18b).

Comme dans le cas 2D, une condition de densité de courant de surface est également utilisée pour exciter l'émetteur en 3D. Pour représenter le champ induit par le courant d'alimentation de la sonde LineCore, de 100 mA, tout en assurant une distribution uniforme du courant dans chaque bobine, les densités de courant

$$J_s^{e1} = \frac{100 \text{ mA}}{n_{e1} l_{e1}} \text{ (A/m)} \quad (4.2)$$

et

$$J_s^{e2} = \frac{100 \text{ mA}}{n_{e2} l_{e2}} \text{ (A/m)} \quad (4.3)$$

sont imposées dans les deux bobines émettrices. Pour représenter le courant de même intensité, mais de sens inverse, qui circule dans l'émetteur de retour, une densité de courant de surface

$$J_s^{er} = -\frac{100 \text{ mA}}{n_{er} l_{er}} \text{ (A/m)}, \quad (4.4)$$

doit être imposée dans l'émetteur de retour.

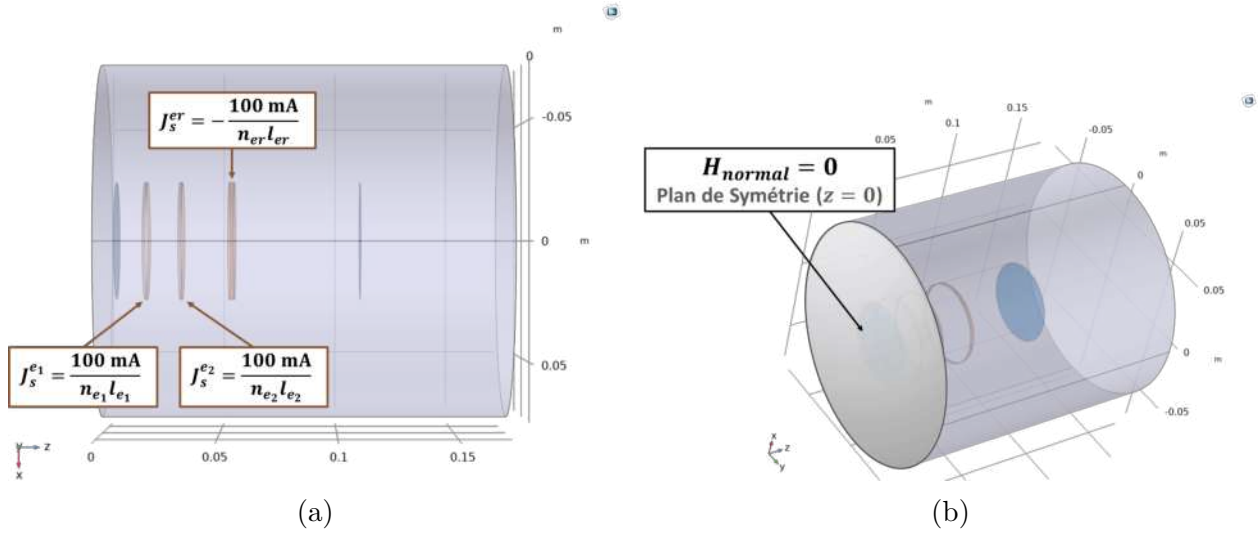


FIGURE 4.18 Conditions aux frontières et d'excitation imposées au modèle 3D de la sonde LineCore : (a) Vue du plan xz illustrant les conditions d'excitation en courant imposées dans les bobines de l'émetteur et de l'émetteur de retour, et (b) Vue en perspective du plan de symétrie en $z = 0$, où la condition $H_{normal} = 0$ est appliquée.

4.3.2 Sonde en présence d'un conducteur ACSR

Les abaques de corrosion sont spécifiques à chaque type de conducteur ACSR dont la géométrie varie en fonction du *nombre de brins d'aluminium* $\times$ *nombre de brins d'acier* et des diamètres d_{Al} et d_{Ac} . Hydro-Québec compte au moins une quarantaine de types d'ACSR dans son réseau, variant entre 12×7 et 54×19 brins.

Ainsi, pour étudier le comportement des abaques 3D de la sonde LineCore pour différentes géométries de conducteurs, les conducteurs ACSR à 26×7 , 30×7 et 54×7 ont été évaluées en simulation. Le modèle d'un *conducteur de référence* assemblé à Polytechnique Montréal, à partir des tiges standards d'acier 12L14 et d'aluminium 2024 (54X7), a été également réalisé, permettant d'évaluer la sensibilité des abaques aux variations des propriétés physiques des matériaux. Les paramètres de géométrie et les propriétés des matériaux adoptés pour la production des abaques des conducteurs mentionnés ci-dessus sont présentés au Tableau 4.2. La Figure 4.19a illustre un exemple de modèle de la sonde LineCore en présence d'un conducteur ACSR 54×7 (Zebra). L'effet d'écran entre brins d'aluminium et dans le revêtement de zinc en 3D considèrent les mêmes critères que la modélisation 2D, comme le montre la Figure 4.19b.

L'effet de toronnage des brins

Dans la méthodologie proposée, le toronnage (c.-à- d. le pas de torsade) des brins d'acier et d'aluminium n'est pas pris en compte dans les modèles. L'effet du toronnage d'un brin se traduit par un ajout de masse par rapport à un toron droit de même longueur.

Pour vérifier l'impact de cette caractéristique, l'âme en acier de 3 échantillons de différents types de conducteurs ACSR dézingués, de différents diamètres d_{Ac} et de même longueur, a été démontée en laboratoire, permettant de mesurer et de comparer la masse et l'impédance d'un brin droit (central) et d'un brin toronné (de la couche externe) de l'âme. Les résultats ont montré une différence relative maximale de 1.01% et 0.03% entre la masse et l'impédance

TABLEAU 4.2 Paramètres de modélisation des conducteurs modélisés en 3D.

Type de conducteur	Aluminium			Acier				Zinc
	Diamètre d_{Al} [mm]	Espacement entre brins	Conductivité σ_{Al} [MS/m]	Diamètre d_{Ac} [mm]	Espacement entre brins	Conductivité σ_{Ac} [MS/m]	Perméabilité relative $\mu_{r,Ac}$ (limites abaque)	Conductivité σ_{Zn} [MS/m]
54×7 (ACSR Zebra)	3.18	$1.1 d_{Al}$	37	3.18	$1.05 d_{Ac}$	5	28 et 50	16
54×7 (conducteur de référence)	3.18	$1.1 d_{Al}$	17.25	3.18	$1.05 d_{Ac}$	6.34	50 et 105	-
54×7 (ACSR Curlew)	3.51	$1.1 d_{Al}$	37	3.51	$1.05 d_{Ac}$	5	28 et 50	16
30×7 (ACSR Lark)	2.92	$1.1 d_{Al}$	37	2.92	$1.05 d_{Ac}$	5	28 et 50	16
26×7 (ACSR Partridge)	2.57	$1.2 d_{Al}$	37	2	$1.15 d_{Ac}$	5	28 et 50	16

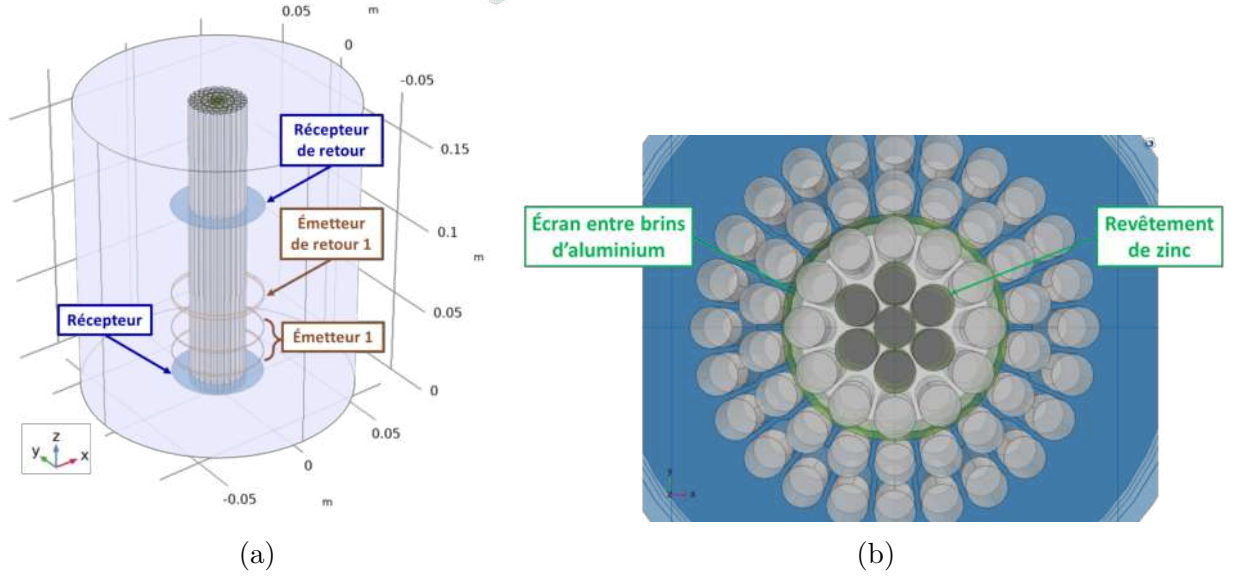


FIGURE 4.19 Exemple de modèle 3D : (a) vue en perspective du modèle de la sonde LineCore en présence d'un conducteur ACSR à 54X7 brins (Zebra), et (b) vue du plan xy montrant le détail de la surface cylindrique ajoutée entre la première et la deuxième couche d'aluminium pour l'évaluation des courants-écrans dans l'aluminium, ainsi que le revêtement de zinc à la surface des brins d'acier.

(mesurée par la sonde LineCore), respectivement, d'un brin toronné par rapport au brin central.

Cette analyse n'a pas été possible pour les brins d'aluminium, car il n'y a pas de brin droit dans ce cas. Cependant, Hydro-Québec a déjà étudié l'effet du toronnage dans l'aluminium [40] en déterminant le pas de torsade de chaque couche des brins (à l'aide de tomodesitométrie) et en calculant l'allongement l_a d'un brin en fonction de son diamètre d_{Al} et du pas de torsade p_t , de sorte que :

$$l_a = 2\pi \sqrt{\left(\frac{d_{Al}}{2}\right)^2 + \left(\frac{p_t}{2\pi}\right)^2}. \quad (4.5)$$

L'ajout de masse provenant de l'allongement peut donc être compensé en augmentant le diamètre des brins dans les simulations par un facteur de compensation $c(r)$, tel que :

$$c(r) = \sqrt{\frac{l_a}{p_t}}. \quad (4.6)$$

Les compensations de d_{Al} des brins d'aluminium, d'après (4.6), ont montré que pour la couche

intermédiaire et externe, la surface d'un brin augmente d'environ 2%, alors que pour la couche interne, l'augmentation est de 1% [40].

Au vu de ces résultats, il semble complètement raisonnable de négliger le toronnage des brins d'acier et d'aluminium dans la modélisation 3D, sans sacrifier la précision de la réponse des abaques. Aussi, cette approche permet de réaliser une simplification important des modèles : l'utilisation de symétrie dans le domaine simulé.

Symétrie du domaine

Pour réduire le nombre d'éléments et le temps de calcul, une symétrie dans les plans xz et yz est utilisée, soit $1/6$ du domaine pour les modèles pour conducteurs ACSR à 54×7 et l'étalon de calibration (normalement à 54 brins en aluminium), et $1/4$ du domaine pour les conducteurs ACSR à 26×7 et 30×7 . Les Figures 4.20a et 4.20b illustrent respectivement ces deux cas de symétrie.

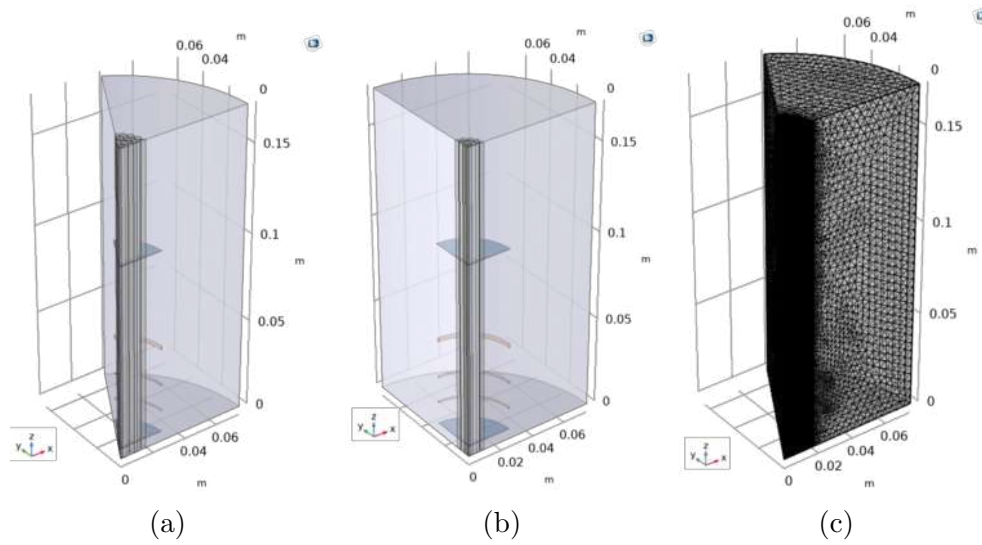


FIGURE 4.20 Exemple de modèles 3D avec symétrie : (a) $1/6$ du domaine pour la simulation des conducteurs à 54×7 brins, (b) $1/4$ du domaine représentant des conducteurs à 26×7 et 30×7 brins, et (c) Exemple de maillage réalisé pour un modèle avec symétrie de $1/6$.

Le maillage est le plus grand défi de la modélisation 3D. Les domaines résultants ont tendance à avoir des régions très minces, et pour que la simulation converge, il faut s'assurer que ces régions sont suffisamment discrétisées. De plus, toutes les modifications de géométrie impliquent de modifier le maillage. Par conséquent, pour simuler les pertes d'acier et d'aluminium, des ajustements doivent être apportés au maillage pour la bonne convergence de la simulation. Un exemple de maillage est montré à la Figure 4.20c. À noter que, même avec une symétrie de 1/6, le modèle discrétisé dans cet exemple compte d'un total de 1 369 374 éléments.

Le modèle 3D de l'âme d'acier à brins fusionnés

Le modèle de l'âme à brins fusionnés présente quelques particularités en 3D. Pour réussir à mailler la très mince région résultant du contact « parfait » entre les brins de l'âme, **le modèle 3D demande un espacement additionnel entre les brins par rapport au cas 2D**. Cette caractéristique implique une différence entre les géométries résultantes en 2D et 3D, qui devient encore plus prononcée lors de la réduction du diamètre d_{Ac} pour simuler des pertes de section de l'âme, d'après l'équation (4.1).

Pour illustrer cette problématique, la Figure 4.21 montre le comportement du modèle à brins d'acier fusionnés en 2D (Figure 4.21a) et en 3D (Figure 4.21b), considérant (i) l'état à brins intacts (gauche) et (ii) l'état à 20% de pertes de section de l'âme (droite). Il à noter que dans les deux cas, **les brins en 3D ne sont pas en contact direct** et que la géométrie résultante de réduction de section en 3D n'est pas comparable au cas en 2D. Cette divergence entre les modèles a un impact direct lors de la comparaison entre les bandes de perte d'acier en 2D et 3D.

Pour cette raison, la **méthodologie de modélisation 3D proposée considère uniquement l'âme à brins complètement isolés**, pour évaluer l'effet écran, les pertes de zinc et les pertes d'acier dans la réponse de la sonde. Ce n'est pas critique, car nous verrons à la section 4.4.2 qu'en pratique les courants-écrans sautant entre les brins externes de l'âme ont pour seul effet de décaler la limite inférieure de l'abaque à gauche.

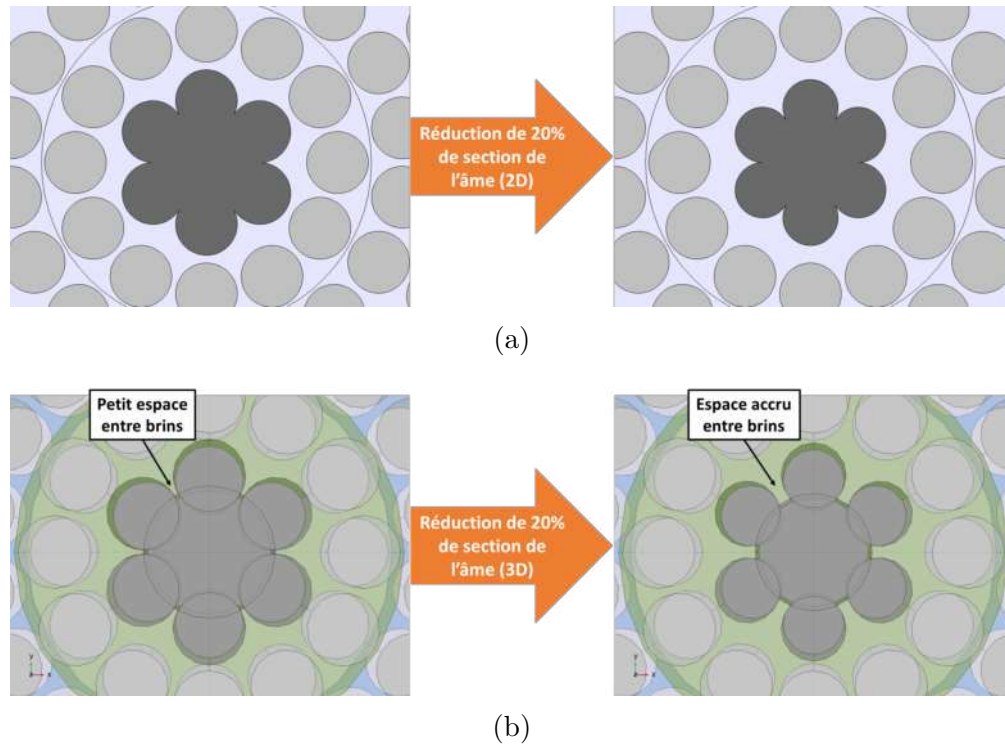


FIGURE 4.21 Comparaison entre les modèles 2D et 3D de l'âme à brins fusionnés lors des simulations des pertes d'acier : (a) modèle 2D considérant l'âme intacte (gauche) et une réduction de 20% de sa section (droite), et (b) modèle 3D considérant l'âme intacte (gauche) et une réduction de 20% de sa section (droite). Par rapport au cas (a), le modèle 3D requiert un espacement additionnel entre les brins (question de maillage et de la convergence de la simulation). Cette particularité entraîne l'absence de contact direct entre les brins externes en 3D. Lors des simulations de perte d'acier, l'espace entre les brins devient plus important.

Simulations à basse fréquence

La réponse du zinc, de l'acier et de l'aluminium varie en fonction de la fréquence appliquée au dispositif. Il devient donc nécessaire de réaliser des simulations 2D et 3D à différentes fréquences pour déterminer les fréquences auxquelles ces trois matériaux sont les plus sensibles.

Au début des analyses 3D à basse fréquence (≤ 5 kHz), il a été constaté l'impossibilité de faire converger les simulations. Cette particularité de COMSOL, observé uniquement dans les simulations 3D, reste encore un mystère. Pour contourner ce problème, un facteur de correction $c_f = 100$ a été utilisé (i) pour augmenter le paramètre de fréquence d'excitation f par un facteur de cent, et puis (ii) pour réduire de cent fois toutes les conductivités électriques des matériaux utilisés dans les simulations (question de bien compenser leurs profondeurs de pénétration).

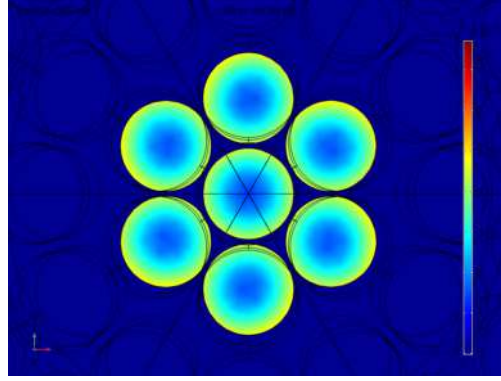


FIGURE 4.22 Exemple de simulation 3D à 1 kHz, montrant la densité du flux magnétique dans l'âme d'acier. On voit la distribution de la densité du flux magnétique normale au plan du récepteur du LineCore, à 1 kHz. En raison d'une faible présence de courants de Foucault dans le placage de zinc à basse fréquence et d'une perméabilité relative élevée, le flux pénètre à l'intérieur des brins.

La Figure 4.22 illustre la densité de flux magnétique dans l'âme d'acier d'un conducteur ACSR Zebra à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et placage de zinc à $e_{Zn} = 100 \mu\text{m}$ à 1 kHz. À basse fréquence, le champ magnétique pénètre à l'intérieur des brins d'acier, en raison d'une faible induction de courants de Foucault : la présence du zinc ne masque donc pas la réponse ferromagnétique de l'âme.

4.4 Abaques de corrosion

4.4.1 Conversion des tensions au plan P - Q

À partir de l'intégration entre COMSOL et Matlab®, les tensions d'entrée $\bar{V}_r$ calculées par simulation en intégrant le flux magnétique couplé dans la surface de la bobine. Les conditions et les paramètres de simulation adoptés pour la création des abaques 2D et 3D, considérant **les effets écrans et les pertes de zinc, d'acier et d'aluminium**, sont présentés au Tableau 4.3.

Dans les simulations 2D, les deux modèles de l'âme, c.-à-d. à brins isolés et à brins fusionnés, sont utilisés pour calculer les tensions $\bar{V}_r$ de la sonde en présence du conducteur d'après les conditions présentées au Tableau 4.3. Plus précisément, les simulations de ces modèles distincts d'âme à deux valeurs de μ_r sont utilisées pour calculer $\bar{V}_r$ afin d'établir les limites inférieure (ou simplement « de gauche ») et supérieure (ou simplement « de droite ») des abaques (discussion à venir à la section 4.4.2). Dans le cas 3D, l'âme à brins isolés à deux valeurs de μ_r est utilisée pour calculer $\bar{V}_r$ et tracer les deux limites des abaques 3D.

TABLEAU 4.3 Conditions et paramètres de simulation pour la création des abaques 2D et 3D

Condition	Paramètres de simulation
Courants-écrans dans l'aluminium	$e_{ce_{Al}} = 200 \text{ } \mu\text{m}$ $e_{Zn} = 20 \text{ } \mu\text{m}$ $\sigma_{ce_{Al}} = [1, 10^4, 10^5, 2.5 \cdot 10^5, 5 \cdot 10^5, 10^6, 2 \cdot 10^6, 3 \cdot 10^6, 4 \cdot 10^6, 10^7] \text{ S/m}$
Courants-écrans dans la couche de zinc	$e_{Zn} = [20, 35, 50, 100, 150, 200, 300] \text{ } \mu\text{m}$ $\sigma_{ce_{Al}} = 1 \text{ S/m}$
Pertes de zinc	$e_{Zn} = [0, 3, 5, 9, 13, 16, 20] \text{ } \mu\text{m}$ $\sigma_{ce_{Al}} = 1 \text{ S/m}$
Pertes d'acier et d'aluminium	$e_{Zn} = 0 \text{ } \mu\text{m}$ $\sigma_{ce_{Al}} = 1 \text{ S/m}$ $p(\%) = [10, 20, 30, 40] \%$

En plus des conditions indiquées au Tableau 4.3 et des tensions de la sonde en présence du conducteur, il est également nécessaire de déterminer les tensions mesurées par le récepteur **(i) lorsque la sonde est à vide et (ii) en présence d'un étalon de calibration en aluminium**, afin de faire la normalisation et la calibration des tensions $\bar{V}_r$, puis le calcul des tensions de sortie $\bar{V}_{PQ}$. Pour faciliter la compréhension des manipulations algébriques de la méthodologie présentée ci-dessous, il est pertinent de différencier les tensions $\bar{V}_r$ calculés sous les conditions (i) et (ii) en les appelant $\bar{V}_r^{air}$ (la tension $\bar{V}_r$ calculée à vide) et $\bar{V}_r^{cal}$ (la tension $\bar{V}_r$ calculée en présence de l'étalon de calibration en aluminium).

Les étapes de la normalisation des tensions au plan P - Q sont présentés ci-dessous. Pour guider le lecteur, la Figure 4.23 illustre le schéma-bloc de la méthodologie.

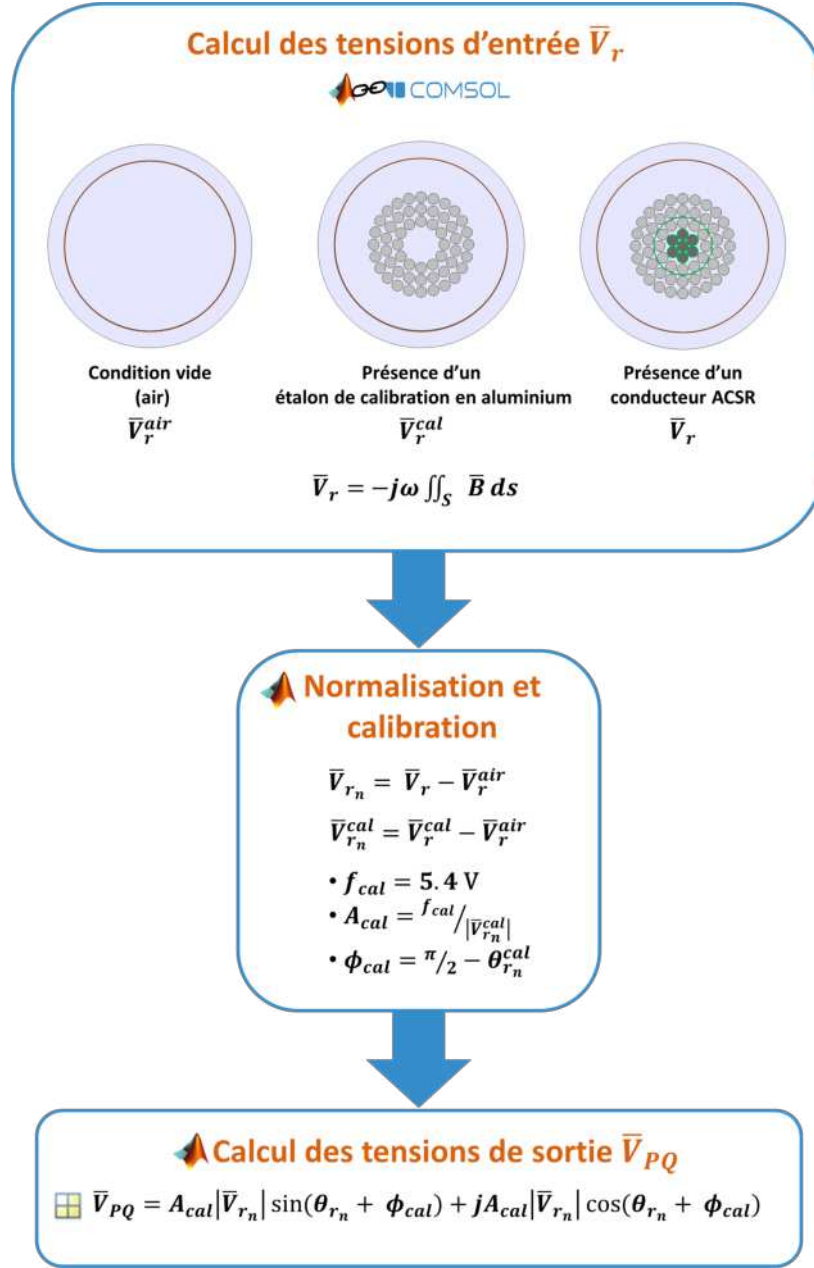


FIGURE 4.23 Schéma illustrant la méthodologie de conversion des tensions d'entrée $\bar{V}_r$ au plan des tensions P - Q .

Étape 1 : Normalisation et détermination des paramètres de calibration

Tout d'abord, les tensions $\bar{V}_r$ sont référées par rapport à la condition de la sonde vide $\bar{V}_r^{air}$, en générant les phaseurs normalisés $\bar{V}_{r_n}$,

$$\bar{V}_{r_n} = \bar{V}_r - \bar{V}_r^{air}. \quad (4.7)$$

Cette manipulation amène le phaseur de tension à zéro lorsque la sonde est à vide (référence) et permet de déterminer tension de calibration $\bar{V}_{r_n}^{cal}$, qui correspond simplement à :

$$\bar{V}_{r_n}^{cal} = \bar{V}_r^{cal} - \bar{V}_r^{air} \quad (4.8)$$

Un facteur de calibration arbitraire $f_{cal} = 5.4$ V est utilisé, tel qu'établi dans [10, 11]. Ce facteur a pour but de fixer la tension de calibration de sortie à 5.4 V, comme montré ci-dessous. L'étape suivante consiste à déterminer le gain de calibration A_{cal} et l'angle de rotation de calibration ϕ_{cal} qui seront appliqués respectivement à l'amplitude et à la phase des tensions de sortie $\bar{V}_{PQ}$. Le gain A_{cal}

$$A_{cal} = \frac{f_{cal}}{|\bar{V}_{r_n}^{cal}|}, \quad (4.9)$$

et l'angle de rotation de calibration ϕ_{cal}

$$\phi_{cal} = \frac{\pi}{2} - \theta_{r_n}^{cal} = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\text{Im}\{\bar{V}_{r_n}^{cal}\}}{\text{Re}\{\bar{V}_{r_n}^{cal}\}}\right), \quad (4.10)$$

sont déterminés en fonction de l'amplitude et de la phase de $\bar{V}_{r_n}^{cal}$, ce qui permet de fixer la tension P - Q de l'étalon de calibration $\bar{V}_{PQ}^{cal}$ à $5.4 + j0$ V, c.-à-d. $P^{cal} = 5.4$ V et $Q^{cal} = 0$, de sorte que la référence de phase la tension de calibration se situe sur l'axe P .

Étape 2 : Calcul des tensions P - Q

Les tensions de sortie $\bar{V}_{PQ}$, sont enfin calculées en fonction des tensions normalisées $\bar{V}_{r_n}$ et des paramètres de calibration A_{cal} et ϕ_{cal} ,

$$\bar{V}_{PQ} = A_{cal} |\bar{V}_{r_n}| \sin(\theta_{r_n} + \phi_{cal}) + j A_{cal} |\bar{V}_{r_n}| \cos(\theta_{r_n} + \phi_{cal}). \quad (4.11)$$

Remarque : le plan P - Q est inversé par rapport au plan Re - Im , c.-à-d. le signal en phase P (composante réelle $\bar{V}_{PQ}$) est référencé dans l'axe des ordonnées (vertical), tandis que la composante en quadrature Q (composante imaginaire $\bar{V}_{PQ}$) est référencée dans l'axe des abscisses (horizontale). C'est pourquoi les composantes réelle et imaginaire sont inversées dans l'équation (4.11).

Pour réduire le nombre de simulations, une interpolation cubique est réalisée à partir des données de sortie $\bar{V}_{PQ}$. Enfin, l'abaque de corrosion est tracé à partir des composantes de sortie résultantes P ($\text{Re}\{\bar{V}_{PQ}\}$) et $-Q$ ($-\text{Im}\{\bar{V}_{PQ}\}$).

4.4.2 Interprétation des abaques

Les Figures 4.24a et 4.24b illustrent un exemple d'abaque résultant des simulations 2D et 3D respectivement. Les limites de gauche et de droite des abaques sont créées à partir des simulations de l'âme d'acier à deux valeurs de μ_{Ac} , normalement 28 et 50. Cette variation, utilisé dans la solution [10, 11], permet de prendre en compte la variabilité réelle de la perméabilité relative de l'acier de la plupart des conducteurs ACSR.

À la Figure 4.24a il est possible de vérifier l'effet de la circulation des courants-écrans circulant à la couche externe (l'âme à brins fusionnés) dans l'abaque. La limite de gauche est plus décalé vers la gauche par rapport celle en 3D (Figure 4.24b), qui utilise l'âme à brins isolées pour tracer les deux limites. Il s'agit tout simplement d'un élargissement de l'abaque. Comme le brin central de l'acier ne contribue pas à la réponse magnétique (en quadrature) dans le cas de l'âme à brins fusionnés, il est attendu que le flux magnétique soit plus petit par rapport au cas où tous les brins contribuent à la réponse de l'acier.

Prenons l'abaque 3D illustré à la Figure 4.24b pour interpréter les bandes de corrosion. À noter que dans ce cas, l'effet écran sur la couche externe d'acier ne sera pas pris en compte.

La bande en vert (Figure 4.25) représente le cas où il n'y a pas de détérioration des brins. Ils sont donc *sains*. L'intégrité des brins est évaluée à partir de l'effet écran dans les brins d'aluminium et du placage de zinc à la surface de l'acier. L'effet écran entre les brins d'aluminium (limite à droite en vert de la Figure 4.25) est évalué par rapport à la résistance de contact entre brins (« *interstrand currents* »). Cette résistance est très élevée si les brins sont oxydés, et par conséquent, les courants-écrans deviennent faibles et n'ont pas d'incidence sur la réponse du conducteur. En plus, l'effet écran dans l'aluminium est responsable de l'atténuation du flux à l'intérieur de l'écran et de réduire la réponse de l'acier. L'impédance de surface de l'écran entre la première et la deuxième couche d'aluminium est évaluée à partir de la variation de sa conductivité électrique σ_{Al}^{ce} , selon les conditions présentées au Tableau 4.3, à une épaisseur fixée à $e_{Al}^{ce} = 200 \mu m$.

La couche de zinc engendre aussi un comportement d'écran. La présence du revêtement de zinc atténue partiellement la réponse d'acier, en masquant la présence du milieu ferromagnétique. Dans le cas présenté à la Figure 4.25 (limite à gauche en vert), les courants-écrans sont considérés circulant individuellement dans la couche de zinc de tous les brins de l'âme (« *no interstrand currents* »). Ainsi, pour évaluer les contributions des courants-écrans circulant dans le revêtement, l'épaisseur de la couche de zinc e_{Zn} est évaluée comme une impédance de surface, d'après les conditions de simulation présentées au Tableau 4.3. Le conducteur est considéré « sain » jusqu'à atteindre le seuil $e_{Zn} = 20 \mu m$.

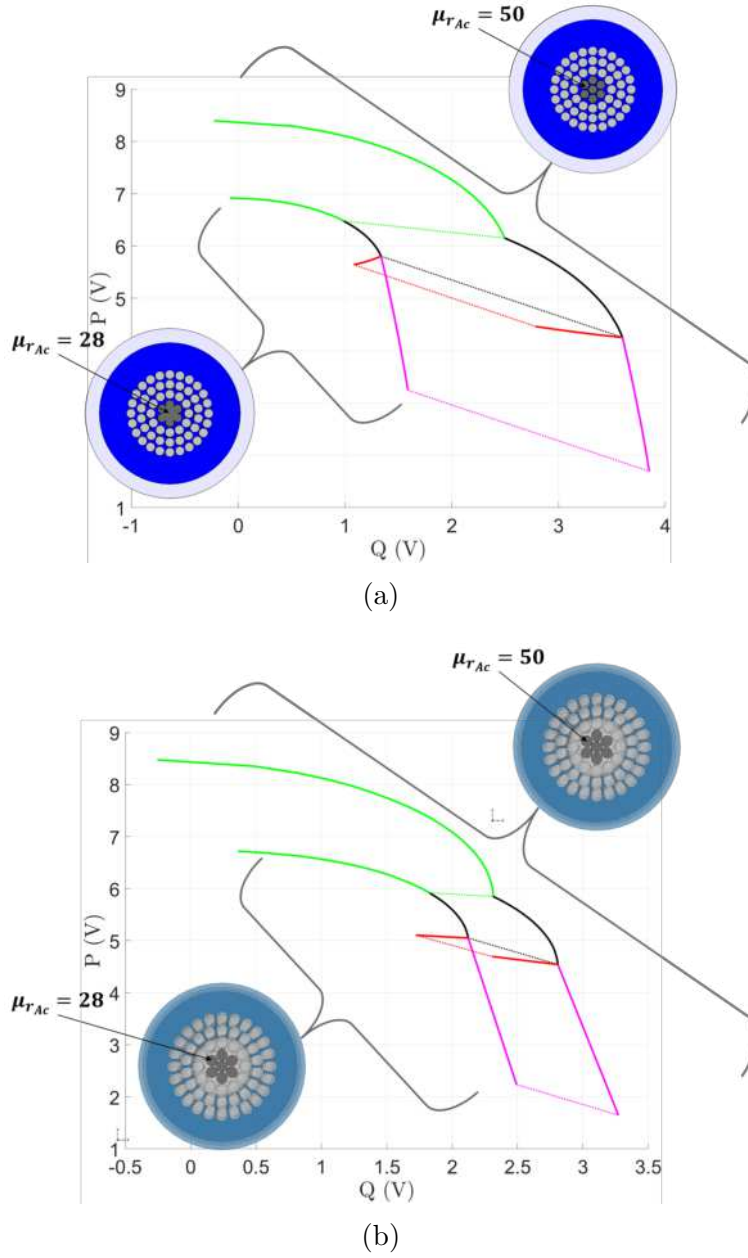


FIGURE 4.24 Illustration de la création des limites de gauche et droite des abaques selon les approches de modélisation 2D et 3D : (a) abaque 2D. À gauche, le modèle de l'âme à brins fusionnés utilisée pour établir la limite de gauche de l'abaque (à $\mu_{r_{Ac}} = 28$ dans ce cas). À droite, le modèle de l'âme à brins isolés pour établir la limite de droite de l'abaque (à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ dans ce cas), (b) abaque 3D. Le modèle de l'âme à brins isolés est utilisé pour établir les limites de gauche et droite des abaques (à $\mu_{r_{Ac}} = 28$ et à 50 dans ce cas). À noter que la plage de $\mu_{r_{Ac}}$ peut varier selon les caractéristiques ferromagnétiques du conducteur évalué.

La deuxième bande (en noir) représente alors la détérioration de la couche de galvanisation, en absence de contact entre brins d'aluminium ($\sigma_{Al}^{ce} = 1 \text{ S/m}$), considérant les pertes de zinc à partir d'une épaisseur seuil $e_{Zn} = 20 \mu\text{m}$ jusqu'à une perte complète du placage, tel que montré à la Figure 4.26. La **ligne de dézincage** (qui relie les limites de gauche et de droite de l'abaque à $e_{Zn} = 0$) représente le conducteur à l'état dézingué et le point de départ pour la corrosion dans les brins d'acier et d'aluminium.

Les bandes en rouge et magenta (Figures 4.27 et 4.28), représentent la corrosion dans l'âme d'acier et dans les brins d'aluminium, respectivement. Les pertes sont évaluées par rapport à la réduction linéaire de la section transversale des brins, d'après l'équation 4.1, jusqu'à 40% de perte. Deux hypothèses sont considérées pour la création de ces deux bandes : (i) la couche de zinc est complètement corrodée, et (ii) les pertes sont indépendantes dans les deux matériaux (c.-à-d. les pertes d'aluminium sont prises en compte pour une âme d'acier intacte, tandis que les pertes d'acier sont considérées pour les brins d'aluminium intacts.)

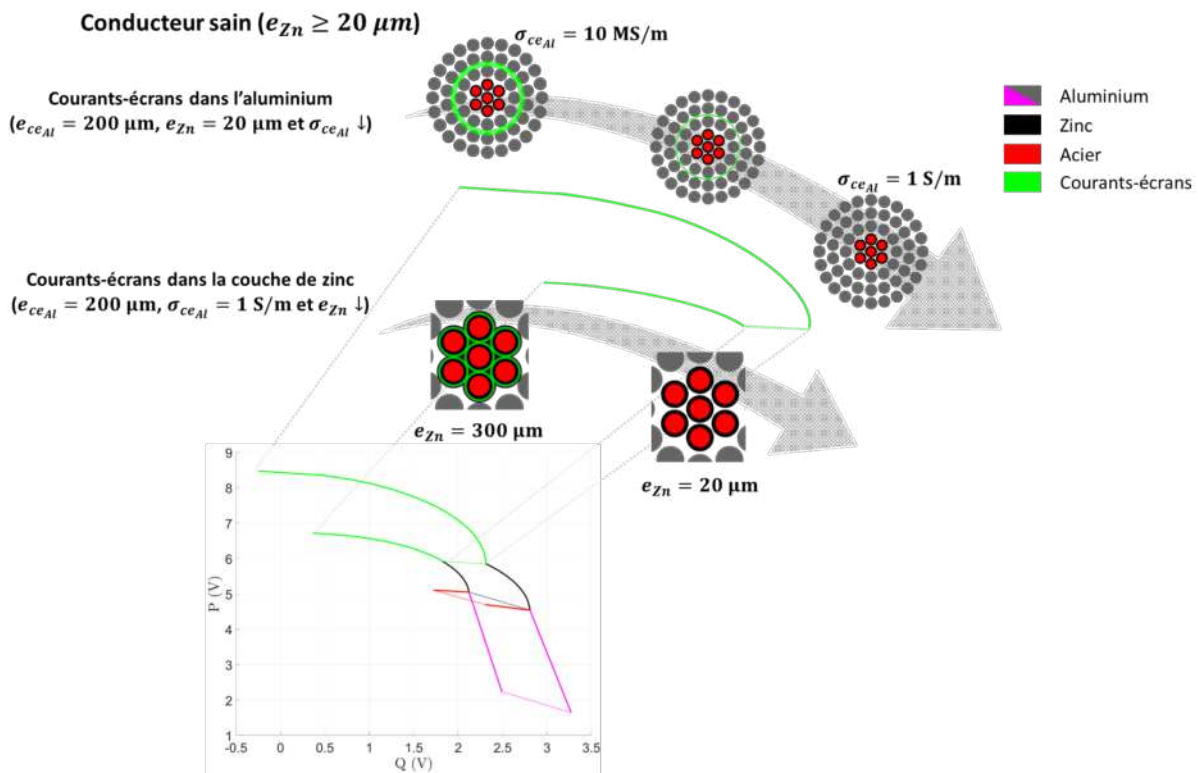


FIGURE 4.25 Bande de corrosion représentant l'état « *sain* » d'un conducteur. L'intégrité des brins est évaluée à partir de l'effet écran créé par le contact entre les brins d'aluminium, et par la présence du placage de zinc à la surface de l'acier. En bas, la représentation de la réduction des courants-écrans circulant dans le revêtement de zinc, à partir de la réduction de son épaisseur. En haut, la diminution de l'effet écran entre brins d'aluminium, représenté par la réduction de la conductivité électrique σ_{Al}^{ce} .

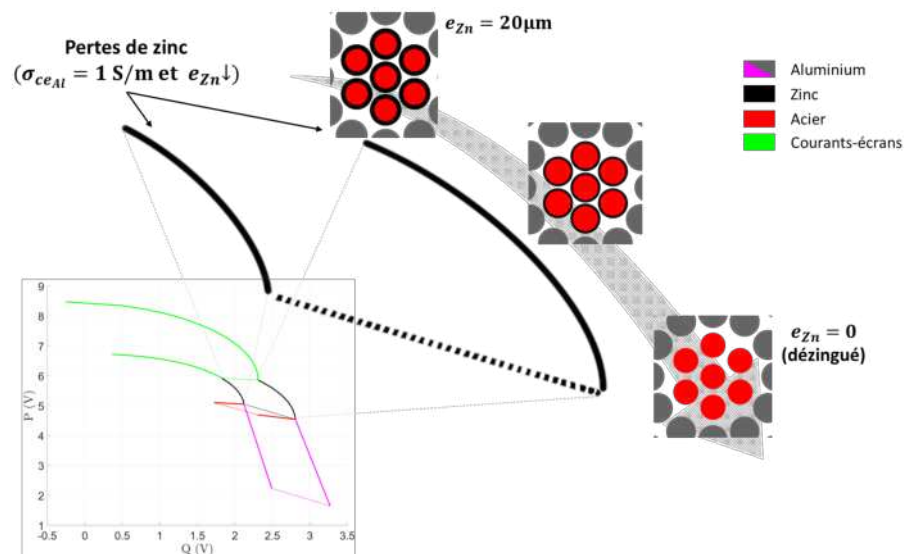


FIGURE 4.26 Bande de corrosion représentant les pertes de zinc d'un conducteur. Le conducteur est considéré « sain » jusqu'à atteindre le seuil $e_{Zn} = 20 \mu\text{m}$. Les pertes de zinc sont alors considérées jusqu'à la perte totale du revêtement (conducteur à l'état « dézingué »).

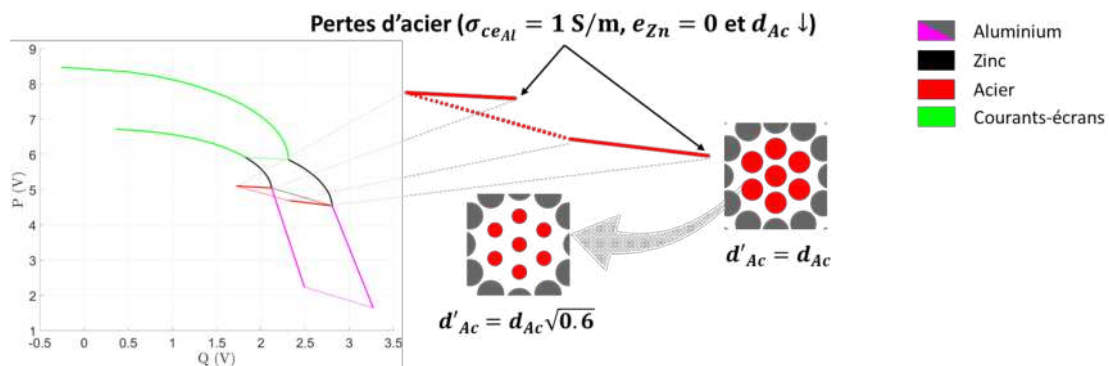


FIGURE 4.27 Bande de corrosion représentant les pertes de section de l'âme d'acier d'un conducteur. À partir d'un conducteur dézingué, des pertes allant jusqu'à 40% de réduction de section sont calculées, selon l'équation 4.1.

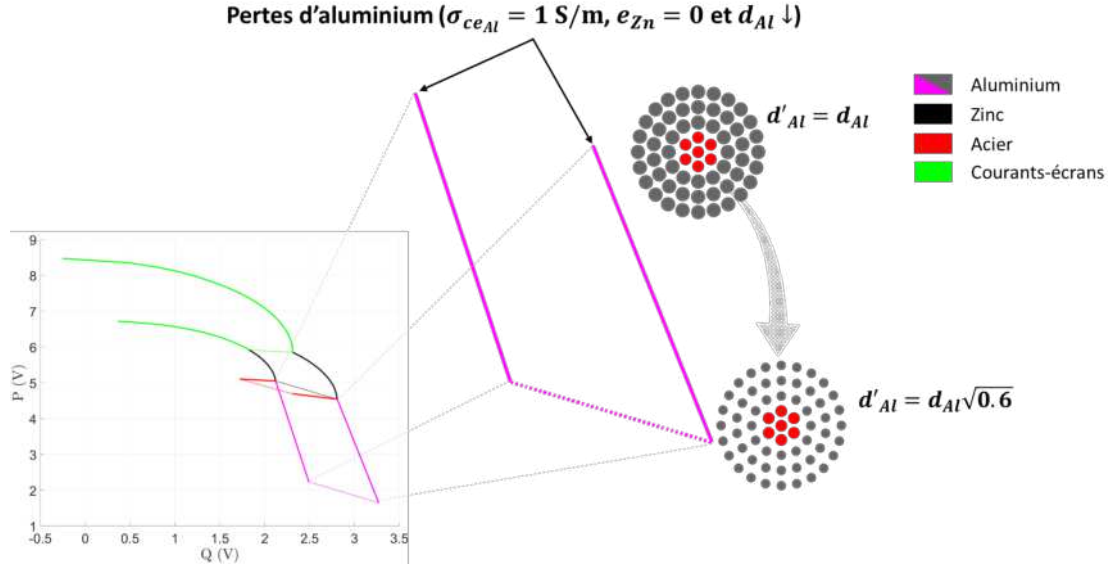


FIGURE 4.28 Bande de corrosion représentant les pertes de section des brins d'aluminium d'un conducteur. À partir d'un conducteur dézingué, des pertes allant jusqu'à 40% de réduction de section sont calculées, selon l'équation 4.1.

4.5 Abaques 2D *versus* abaques 3D et discussion

La Figure 4.29 montre la comparaison entre les abaques réalisés à partir des simulations 2D (lignes pointillées) et 3D (lignes pleines), à 77 kHz, de trois conducteurs, à savoir : (i) un conducteur ACSR Zebra (Figure 4.29a), (ii) un conducteur ACSR Partridge (Figure 4.29b), et (iii) le conducteur de référence. Les caractéristiques des conducteurs sont présentées dans Tableau 4.2. Les résultats confirment que, **indépendamment de la géométrie ou des propriétés physiques du conducteur, l'approximation de l'émetteur réel du LineCore (3D) par un solénoïde infini (2D) implique une erreur d'analyse**, car les champs magnétiques induits par ces deux approches de modélisation sont différents. Cette différence résulte d'un déplacement de l'abaque 3D de la sonde par rapport au cas 2D. Par conséquent, le nuage de points pris en chantier est aussi déplacé à gauche lorsque les données sont affichées dans l'abaque 2D.

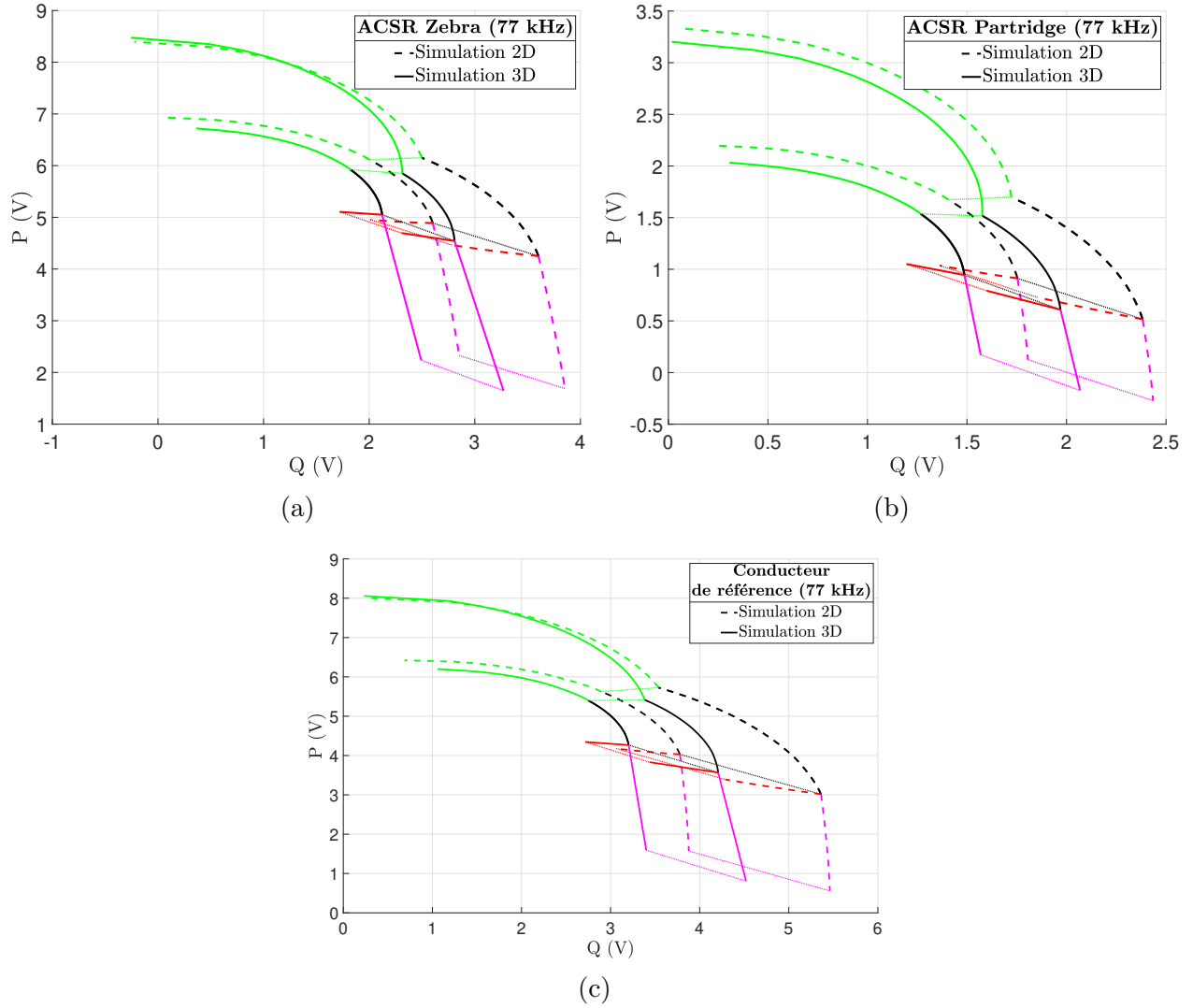


FIGURE 4.29 Abaques 2D *versus* abaques 3D de la sonde LineCore à 77 kHz : (a) ACSR Zebra, (b) ACSR Partridge, et (c) conducteur de référence. Les caractéristiques adoptées en simulation pour ces trois types de conducteurs sont présentées au Tableau 4.2. Dans les trois cas, un déplacement de l'abaque 3D vers la gauche de l'abaque 2D est observé en raison de la différence entre la configuration spatiale des champs magnétiques induits résultants de ces deux approches de modélisation.

La Figure 4.30 illustre la réponse 2D et 3D du LineCore lors de variation de la fréquence d'excitation. À la Figure 4.30a, le conducteur de référence est évalué à 1 kHz, tandis que le conducteur ACSR Curlew (paramètres au Tableau 4.2) à 1 MHz, comme le montre la Figure 4.30b. À basse fréquence (Figure 4.30a) la variation entre les champs résultants en 2D et 3D devient plus significative, car le champ magnétique (3D) dans l'air à l'intérieur de la sonde est considérablement affecté par la présence de l'âme d'acier, ce qui n'est pas le cas pour

un solénoïde idéal infini (2D). À mesure que la fréquence augmente, spécialement à haute fréquence (Figure 4.30b), l'impact des brins d'acier ferromagnétiques sur la variation du champ magnétique dans l'air à l'intérieur de la sonde est de moins en moins prononcé, et par conséquent, la réponse de l'abaque 3D se rapproche de celle en 2D.

Une autre information très pertinente peut être extraite des Figures 4.29 et 4.30 : le zinc, l'acier et l'aluminium possèdent différents niveaux de sensibilité par rapport à la fréquence d'excitation. La bande de pertes de **zinc** (zone en noir dans les abaques) montre que ce matériau est **plus sensible aux fréquences moyennes**, d'environ une centaine de kHz (donc proche de la fréquence d'opération actuelle du LineCore), selon la Figure 4.29. La Figure 4.30a montre clairement que **la réponse de l'acier est prédominante aux basses fréquences** (spécialement à 1 kHz, car les courants-écrans dans le zinc ne masque plus sa réponse), tandis que **l'aluminium** s'avère être plus sensible aux **fréquences plus élevées** (aux alentours de 1 MHz), tel que montré à la Figure 4.30b.

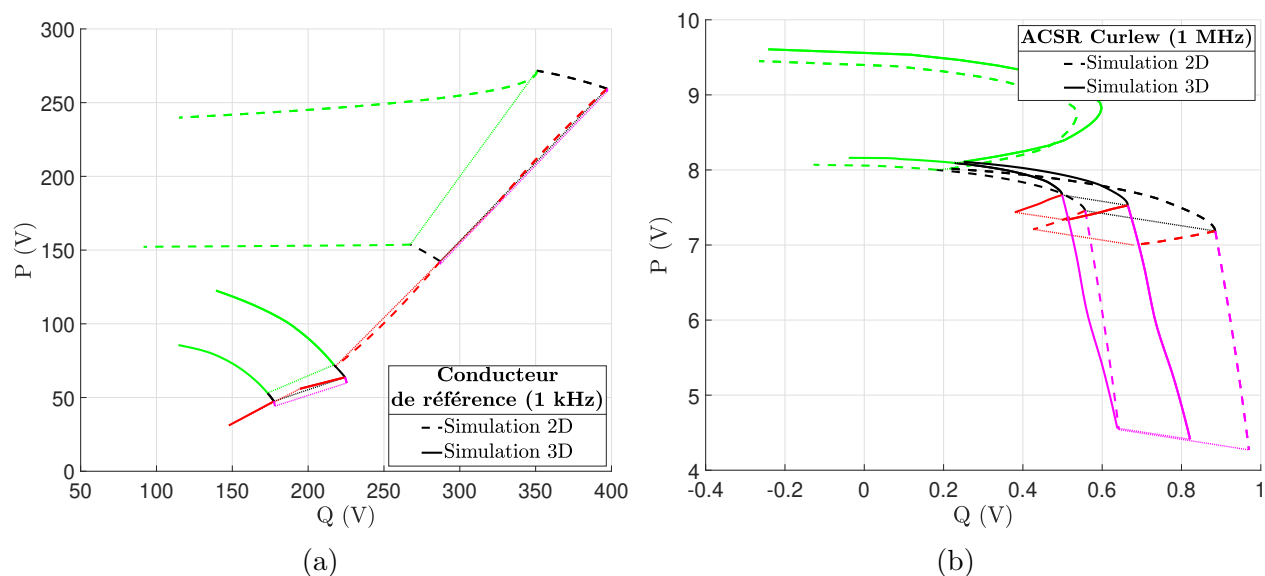


FIGURE 4.30 Abaques 2D *versus* abaques 3D de la sonde LineCore à 1 kHz et 1 MHz : (a) Conducteur de référence à 1 kHz et (b) conducteur ACSR Curlew à 1 MHz. Les résultats de simulation ont montré qu'à basse fréquence (≈ 1 kHz), l'âme d'acier a un impact marqué distribution du champ magnétique, qui ne peut pas être simulé correctement en 2D. Toutefois, à haute fréquence, cet effet devient moins significatif, et par conséquent, les abaques 2D et 3D se rapprochent.

4.6 Conclusions du chapitre

Ce chapitre a introduit les principes fondamentaux de la technique d'analyse à partir des abaques de corrosion. Cette méthodologie, développée analytiquement à la fin des années 80 dans [10, 11], est employée pour l'analyse des données de la sonde LineCore. Actuellement, le calcul des abaques de corrosion se réalise à l'aide de simulations par éléments finis en 2D. Cependant, la méthodologie de modélisation et de simulation 2D utilisée par Hydro-Québec, décrite en détail dans la section 4.2, comporte des erreurs d'analyse en raison de la représentation idéalisée de la géométrie de l'émetteur de la sonde dans ces simulations 2D. Pour cette raison, une méthodologie de modélisation en 3D a été développée afin de permettre une représentation plus réaliste des dispositifs à courants de Foucault.

Les résultats des simulations 2D et 3D soulignent les conclusions remarquables de ce chapitre :

- La **méthodologie de modélisation 3D** développée dans cette recherche (section 4.3) a permis la simulation et création d'abaques d'une topologie de sonde à boucles fermées pour différents types de conducteurs et à différentes fréquences. Même si la géométrie de la sonde LineCore a été utilisée pour exemplifier cette méthode, elle est valable pour représenter des dispositifs de géométries arbitraires à boucles fermées, permettant ainsi d'**atteindre complètement l'objectif spécifique 1** de ce travail ;
- Les résultats présentés aux Figures 4.29 et 4.30 confirment que les simulations 2D ne sont pas suffisantes pour représenter avec précision la réponse de sonde LineCore présentement utilisée par Hydro-Québec. Cependant, la complexité des simulations 3D nécessite une charge de calcul et un temps de simulation très élevés. Selon les critères établis au Tableau 4.3, 48 simulations distinctes sont nécessaires pour tracer les abaques (en tenant compte de leurs limites de gauche et de droite), ce qui implique approximativement 30 heures de simulation 3D. Ces mêmes simulations sont réalisées en environ 15 minutes en 2D. Pour cette raison, **la conception d'un bobinage dont l'abaque réel calculé par simulations 3D est superposé à l'abaque 2D approximatif éliminerait cette problématique**. Cette topologie de sonde recherchée, appelée *sonde optimisée* est le sujet abordé au Chapitre 5 ;
- Les Figures 4.29 et 4.30 montrent également une variabilité de sensibilité du zinc, de l'acier et de l'aluminium par rapport à la fréquence d'excitation du dispositif. Cette caractéristique suggère fortement l'utilisation d'une **méthodologie multifréquence**, capable d'envoyer simultanément des fréquences sensibles à chacun de ces matériaux, permettant de déterminer proprement la nature de toutes les pertes simultanément. Cette problématique est le sujet étudié au Chapitre 7.

CHAPITRE 5 OPTIMISATION DU BOBINAGE DE LA SONDE LINECORE

L'amplitude du champ $\bar{B}$ produit par une bobine émettrice sur son axe dans un récepteur peut être approximé par

$$B = \frac{\mu_0 I r_e}{4\pi(z_e^2 + \frac{r_e^2}{4})}, \quad (5.1)$$

où r_e est le rayon de l'émetteur et z_e est la distance entre l'émetteur et le récepteur, tel qu'illustré à la Figure 5.1.

Par conséquent, si l'amplitude du courant d'excitation I et le rayon r_e sont fixes, **la densité de flux magnétique peut être ajustée en faisant varier la distance entre les bobines émettrices et le récepteur.**

Bien sûr, si un conducteur est ajouté au milieu des bobines, la formule (5.1) n'est plus directement applicable, mais le principe demeure le même, avec z_e comme degré de liberté.

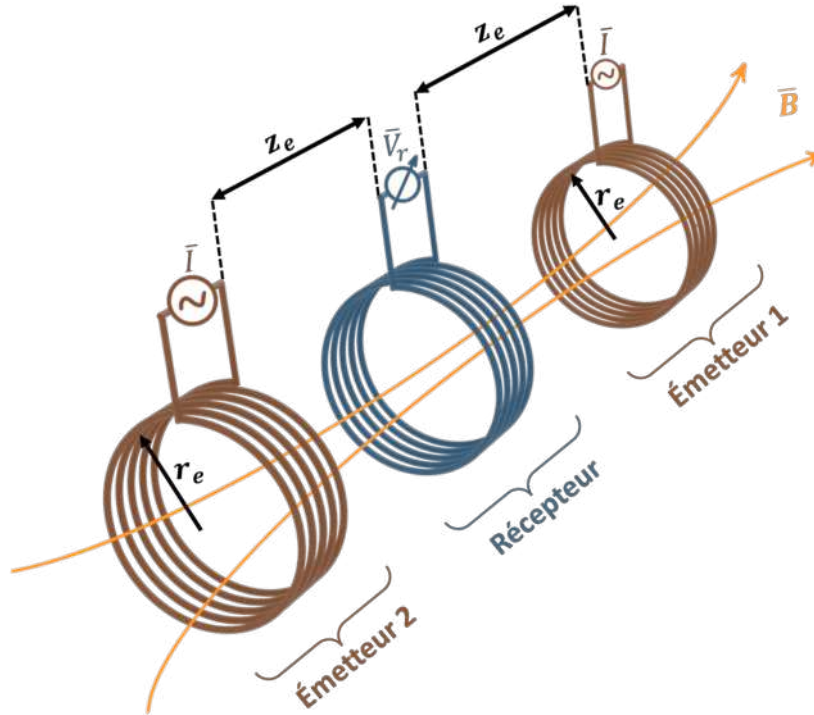


FIGURE 5.1 Schéma illustrant le champ $\bar{B}$ induit dans les émetteurs d'une sonde à courants de Foucault. L'amplitude du champ peut être décrite en termes de courant d'excitation I circulant dans les émetteurs de rayons r_e qui sont positionnés à une distance z_e du récepteur.

C'est donc le principe de base de la **méthodologie d'optimisation de bobinage** proposée dans le cadre de cette recherche, qui vise à **optimiser la position de l'émetteur 1 et de l'émetteur 2 (symétrie) de la sonde afin de superposer les abaques 3D et 2D**. En rapprochant les abaques 3D et 2D à l'erreur minimale dans le plan P - Q , il est possible d'utiliser un modèle d'analyse simplifié pour interpréter les résultats de mesures, ce modèle étant basé sur des simulations éléments finis 2D (contrairement à des simulations complexes en 3D en absence d'optimisation).

La méthode développée s'adresse notamment à deux topologies de sonde, soit **(i) sans les bobines de retour des émetteurs et du récepteur** et **(ii) avec les retours**. Tel que présenté dans le chapitre précédent, l'approche adoptée pour le bobinage actuel de la sonde LineCore implique la présence de telles bobines de retour. La solution originale [9–11] suppose que les retours ont un impact négligeable sur la mesure, mais cet impact n'a jamais été quantifié précisément. Dans les faits, les simulations 3D du LineCore ont montré la **présence d'une tension induite parasite dans le récepteur de retour**, appelé $\bar{V}_{rr}$, comme le montre la Figure 5.2. Cette tension parasite, calculée comme la tension dans le récepteur $\bar{V}_r$ (c.-à-d. en intégrant le flux couplé dans la bobine), a pour effet de rendre la mesure moins précise. En présence d'un récepteur de retour, la tension totale induite dans la sonde $\bar{V}$ devient :

$$\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}. \quad (5.2)$$

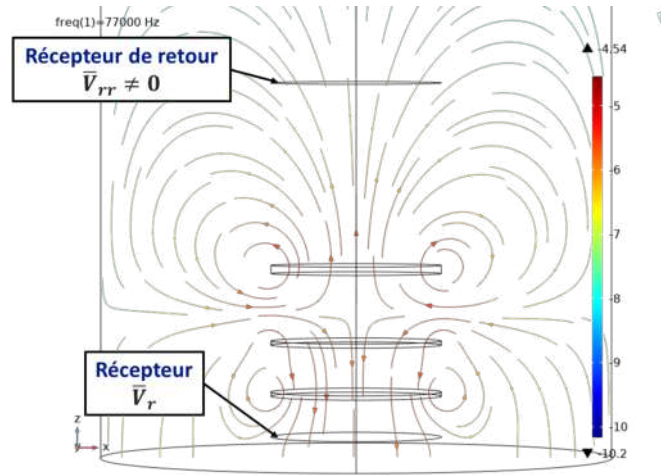


FIGURE 5.2 Illustration du champ parasite induit dans le récepteur de retour de la présente sonde LineCore, en absence d'échantillon. En présence d'un échantillon, les flux sont différents, mais la condition $\bar{V}_{rr} \neq 0$ demeure.

Cela signifie que le flux magnétique capté par le récepteur de retour s'ajoute (avec un signe négatif dû à l'inversion du sens de bobinage) à celui du récepteur. **La mesure d'impédance devient donc moins locale.** En pratique, c'est uniquement le flux qui est physiquement capté à la position du récepteur qui compte, mais ce flux peut-être influencé par le conducteur, qui lui s'étend sur toute la longueur entre le récepteur et le récepteur de retour (d'une dizaine de centimètres dans le LineCore actuel). Toutefois, il est possible de réduire cette erreur quasiment à zéro si le récepteur de retour est placé au bon endroit.

Dans ce contexte, le présent chapitre aborde la méthodologie développée pour l'optimisation de la géométrie (ou bobinage) de la sonde (objectif spécifique 2).

5.1 Méthodologie - objectifs spécifiques 2

5.1.1 Optimisation - topologie de sonde sans les bobines de retour

Considérons d'abord une topologie de sonde sans retours des émetteurs et du récepteur, tel qu'illustré à la Figure 5.3. **Le paramètre d'optimisation est la position de l'émetteur z_e** (donc un degré de liberté), en tenant compte des contraintes suivantes :

- (i) la bobine réceptrice (c.-à-d. le récepteur) est positionnée au centre de la sonde, c.-à-d. $z_r = 0$;
- (ii) la bobine émettrice (c.-à-d. l'émetteur), de longueur l est discrétisé en un nombre total de n tours ;
- (iii) le nombre d'espaces entre les tours des bobines émettrices est fixé à $n - 1$ (espacement équidistant z_b entre chaque tour) ;
- (iv) la largeur des tours de l'émetteur est égale à l_b (largeur du fil électrique si le bobinage conventionnel, ou largeur de la trace sur circuit imprimé si applicable).

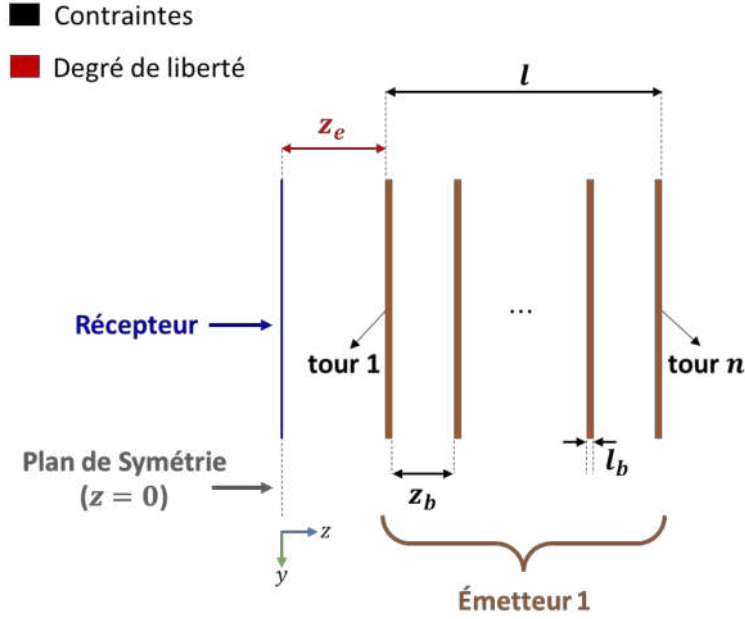


FIGURE 5.3 Schéma illustrant les paramètres de bobinage adoptés pour l'optimisation de la géométrie d'une topologie de sonde sans bobines de retour pour l'émetteur et le récepteur. La longueur (l), le nombre total de tours (n), l'espacement équidistant entre bobines (z_b), ainsi que la largeur des bobines (l_b) sont déterminés et fixés (contraintes) avant l'optimisation. La position de l'émetteur z_e (rouge) est donc le paramètre d'optimisation et le seul degré de liberté restant.

La position z_e optimale varie en fonction de la longueur l de l'émetteur. Afin de permettre une flexibilité dans le choix de la géométrie des émetteurs (disposés symétriquement de part et d'autre du récepteur), une équation a été établie pour calculer la distance entre les bobines émettrices z_b pour n'importe quelle longueur l et nombre total de tours n , sous l'hypothèse que ces tours sont équidistants. Ainsi, pour un émetteur de longueur l et nombre total de tours n arbitraires, la distance entre les bobines z_b est donnée par :

$$z_b = \frac{l - nl_b}{n - 1}. \quad (5.3)$$

Une fois les contraintes l , n , z_b et l_b déterminées, à l'aide de la fonction *fminsearchbnd* [89] du *toolbox* d'optimisation de Matlab® et des résultats de simulations 3D et 2D, il a été possible de **déterminer la position de l'émetteur z_e qui minimise l'erreur entre les abaques 2D et 3D à 77 kHz (objectif spécifique 2), aux deux extrémités de la ligne de dézingage (c.-à-d. lorsque l'épaisseur de zinc est nulle) d'un modèle de conducteur avec l'âme d'acier à brins isolés évalué à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et 28, tel qu'illustré à la Figure 5.4.**

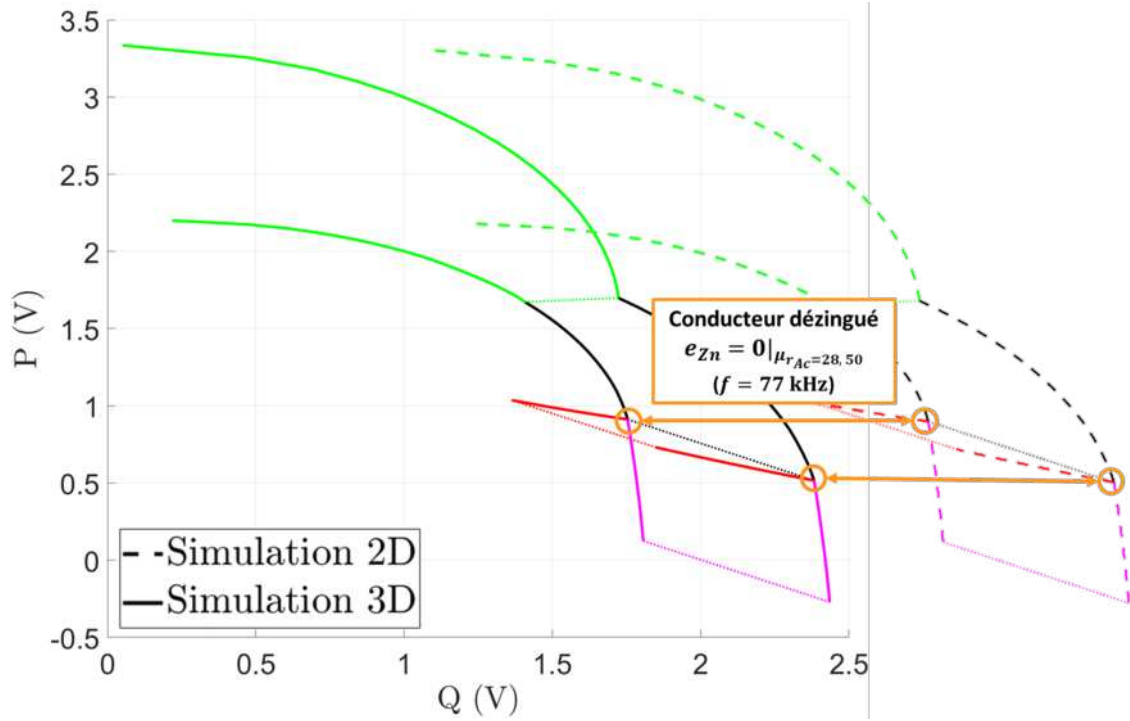


FIGURE 5.4 Points d'optimisation des abaques 3D/2D à 77 kHz, soit les extrémités correspondant à l'état dézingué du conducteur évalué par le modèle de l'âme à brins isolés à $\mu_{rAc} = 50$ et 28. Lorsque l'optimisation est terminée, les cercles orange correspondant se superposent presque parfaitement.

Une fonction objectif ϵ_{PQ} a été donc établie afin de minimiser la somme des différences carrées des composantes P et Q en 3D et 2D (calculées à partir de la tension d'entrée $\bar{V}_r$ dans le récepteur, selon la méthodologie présentée au Chapitre 4) résultant de la réponse du conducteur dézingué à μ_{rAc} 50 et 28, c.-à.-d. :

$$\epsilon_{PQ} = \left[(P^{3D} - P^{2D})^2 + (Q^{3D} - Q^{2D})^2 \right] \Big|_{\substack{e_{zn}=0 \\ \mu_{rAc}=50}} + \left[(P^{3D} - P^{2D})^2 + (Q^{3D} - Q^{2D})^2 \right] \Big|_{\substack{e_{zn}=0 \\ \mu_{rAc}=28}} . \quad (5.4)$$

La section 5.2.1 expose en détail l'algorithme et la technique d'optimisation utilisée. La géométrie de sonde choisie pour représenter la topologie du dispositif sans les bobines de retour, ainsi que les résultats d'optimisation de z_e , sont présentés à la section 5.2.2.

5.1.2 Optimisation - topologie de sonde avec les bobines de retour

Passons au cas d'un dispositif qui comporte les bobines de retour des émetteurs et du récepteur. **En plus de la superposition des abaques 3D et 2D**, la méthodologie d'optimisation proposée pour cette topologie particulière a **l'objectif de déterminer la position du récepteur de retour z_{rr} où le champ magnétique couplé (généralisé par l'émetteur et l'émetteur de retour) est nul**, et par conséquent $\bar{V}_{rr} = 0$, tel qu'illustré à la Figure 5.5. Cette astuce permet de s'assurer que seulement le flux capté par le récepteur principal contribue au diagnostic, rendant celui-ci plus local et indépendant de l'état du conducteur ailleurs sur sa longueur.

La Figure 5.6 montre le schéma générique proposé pour le bobinage d'une sonde en présence des bobines de retour. L'émetteur et l'émetteur de retour sont identiquement bobinés, tout en respectant les critères du bobinage de la topologie en absence des bobines de retour. La position de l'émetteur de retour z_{er} est fixée afin de limiter la longueur totale de la sonde à une valeur prescrite.

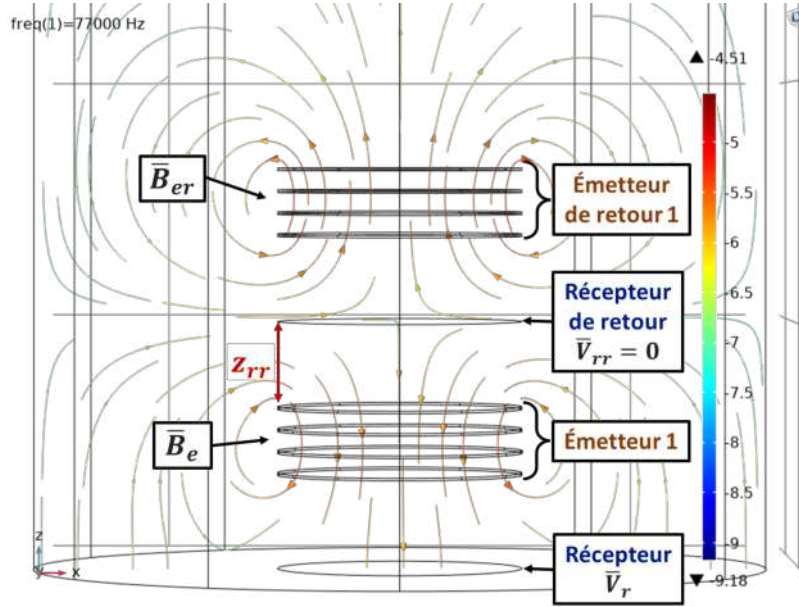


FIGURE 5.5 Exemple de modèle 3D d'une topologie de sonde avec les bobines de retour de l'émetteur et du récepteur. Placement du récepteur de retour à la position z_{rr} (en rouge) où le flux magnétique couplé devient tentativement nul. À noter qu'une symétrie dans le plan $z = 0$ est considérée.

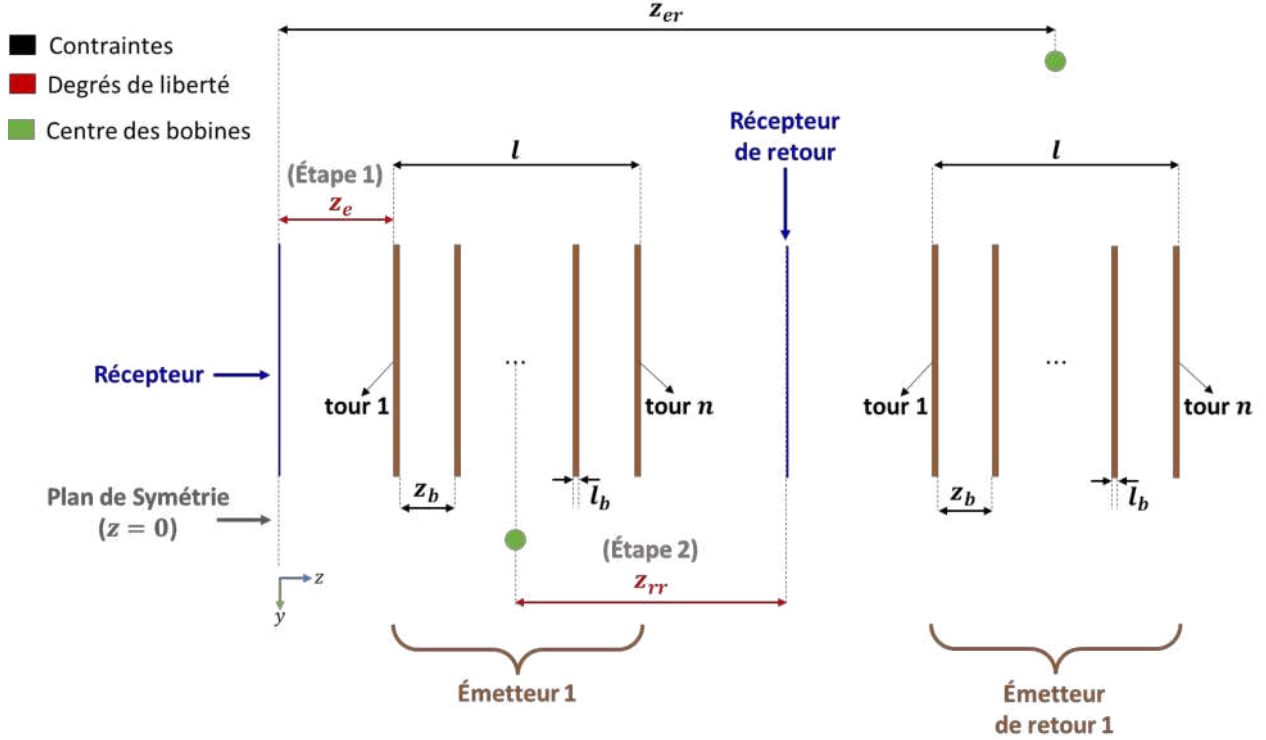


FIGURE 5.6 Schéma illustrant le critère de bobinage adopté pour l'optimisation de la géométrie de la sonde avec les retours de l'émetteur et du récepteur. Les contraintes de bobinage l , n , z_b et l_b , sont définis comme pour le cas sans les retours. La position de l'émetteur de retour z_{er} est une nouvelle contrainte ajoutée. La position du récepteur de retour z_{rr} est initialement paramétrée pour être équidistante du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour.

Deux approches sont proposées pour l'optimisation de la sonde en présence des bobines de retour :

- (i) **Approche 1** : optimisation en deux étapes. À l'**étape 1**, la position de l'émetteur z_e (seul degré de liberté) qui minimise la **fonction objectif (5.4)** est **déterminée, en considérant exclusivement** la tension P - Q calculée à partir de la **tension dans le récepteur principal** $\bar{V}_r$, comme le cas de la topologie sans les bobines de retour. À l'**étape 2**, la position optimale z_e est fixée, et la position du récepteur de retour z_{rr} devient le degré de liberté permettant de déterminer la position exacte où la tension $\bar{V}_{rr}$ s'annule ;
- (ii) **Approche 2** : optimisation considérant les contributions des **tensions dans le récepteur** $\bar{V}_r$ et dans le **récepteur de retour** $\bar{V}_{rr}$ pour le calcul de la **fonction objectif (5.5)**. Cela signifie que les tensions de sortie P - Q en 3D P^{3D} et Q^{3D} sont maintenant composées des contributions des tensions dans le récepteur P_r^{3D} et Q_r^{3D} , et dans le récepteur de retour P_{rr}^{3D} et Q_{rr}^{3D} , afin de minimiser la nouvelle fonction

objectif :

$$\epsilon_{PQ}^{r-rr} = \left\{ \left[(P_r^{3D} - P_{rr}^{3D}) - P^{2D} \right]^2 + \left[(Q_r^{3D} - Q_{rr}^{3D}) - Q^{2D} \right]^2 \right\} \Big|_{\substack{e_{Zn}=0 \\ \mu_{rAc}=50}} + \left\{ \left[(P_r^{3D} - P_{rr}^{3D}) - P^{2D} \right]^2 + \left[(Q_r^{3D} - Q_{rr}^{3D}) - Q^{2D} \right]^2 \right\} \Big|_{\substack{e_{Zn}=0 \\ \mu_{rAc}=28}}. \quad (5.5)$$

Dans les **approches 1 et 2**, l'hypothèse initialement adoptée considère qu'en **plaçant le récepteur de retour à une position équidistante du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour**, on serait déjà à **proximité du point où le flux couplé devient nul**. La position du récepteur de retour z_{rr} est donc paramétrée selon l'équation (5.6),

$$z_{rr} = \frac{z_{er} - \left(z_e + \frac{l}{2} \right)}{2}, \quad (5.6)$$

afin d'assurer qu'elle soit équidistante du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour pour toute valeur de z_e évaluée par l'algorithme d'optimisation. Bien qu'une telle technique résulte un modèle sur-contraint, cette stratégie a été utilisée car **l'optimisation simultanée à deux paramètres**, c.-à-d. avec z_{rr} **variant librement entre l'émetteur et l'émetteur de retour pour chaque position** z_e , s'est révélée **extrêmement difficile** en raison (i) du nombre élevé de combinaisons envisageables entre z_e et z_{rr} , (ii) des difficultés de convergence des modèles (impliquant d'arrêter l'optimisation pour changer la structure du maillage à pratiquement chacune des combinaisons de z_e et z_{rr}), ainsi que (iii) des longs temps de simulation, qui seront abordées ultérieurement dans ce chapitre. C'est donc pour cette raison que deux approches d'optimisation ont été proposées.

Dans ce contexte, à **l'étape 1 de l'approche 1** un *script* d'optimisation est exécuté afin de **déterminer la position de l'émetteur** z_e qui minimise l'erreur entre les abaques 2D et 3D à 77 kHz pour un conducteur d'épaisseur de zinc $e_{Zn} = 0$ évaluée à μ_{rAc} 50 et 28 (c.-à-d. les points montrés à la Figure 5.4), **avec la position** z_{rr} (équidistante de l'émetteur et l'émetteur de retour) **fixe (contrainte)**. Une fois la position optimale z_e est déterminée, **l'étape 2** consiste à **fixer la position optimale** z_e **trouvée à l'étape 1 (contrainte)** et utiliser la fonctionnalité *Parametric Sweep* de COMSOL pour faire **varier le paramètre** z_{rr} **entre l'émetteur et l'émetteur de retour** afin de calculer la tension dans le récepteur de retour $\bar{V}_{rr}$. Une régression est en suite réalisée afin de déterminer la position z_{rr} pour laquelle $\bar{V}_{rr} = 0$. Afin de vérifier la contribution de la tension parasite dans l'abaque à la fin des étapes 1 et 2, la tension totale induite dans la sonde $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ a été utilisée pour le calcul de l'abaque et l'équation (5.5) a été utilisée pour calculer l'erreur entre les abaques 2D et 3D.

Dans **l'approche 2**, bien que la position de l'émetteur z_e soit le seul paramètre contrôlé par l'algorithme d'optimisation, le calcul de la nouvelle fonction objectif (5.5) permet de **rappro-**

cher les abaques 2D et 3D (selon les mêmes points d’optimisation que précédemment) **sans négliger initialement la contribution de la portion de tension induite dans le récepteur de retour $\bar{V}_{rr}$** . Afin de vérifier si la position du récepteur de retour z_{rr} qui minimise l’équation (5.5) correspond à celle où $\bar{V}_{rr} = 0$, une analyse telle que celle réalisée à l’étape 2 de l’approche 1 est effectuée.

La géométrie de sonde choisie pour représenter la topologie de dispositif avec les retours, ainsi que les résultats d’optimisation de z_e et z_{rr} , sont présentés à la section 5.2.3.

5.2 Optimisation du bobinage et prototype optimal (objectif spécifique 2)

5.2.1 Optimisation de la position de l’émetteur

La fonction *fminsearchbnd* [89] n’est pas une fonction intégrée au *toolbox* d’optimisation de Matlab®. Cependant, il s’agit d’une fonction populaire partagée par des utilisateurs qui étend les fonctionnalités de la fonction intégrée *fminsearch* [90] pour gérer les problèmes d’optimisation avec des contraintes de bornes. Cette approche s’avère très utile pour limiter la plage de valeurs des positions z_e de l’émetteur pour les simulations éléments finis (vu la complexité du maillage et le temps de simulation en 3D). Les arguments de la fonction *fminsearchbnd* (appellation Matlab®) sont les suivantes :

- « *fun* » est la fonction objective à minimiser ;
- « *x0* » est la valeur initiale de la variable d’optimisation x ;
- « *lb* » est la valeur de la borne inférieure de x ;
- « *ub* » est la valeur de la borne supérieure de x ;
- « *options* » (facultatif) est une structure qui spécifie des options supplémentaires pour l’optimisation, comme par exemple établir les valeurs des tolérances « *TolFun* »¹ (tolérance sur la fonction) et « *TolX* »² (tolérance sur la variable d’optimisation), qui contrôlent les critères d’arrêt de l’algorithme d’optimisation.

Ainsi, la fonction « *fminsearchbnd* » tente de trouver les valeurs de la variable x (dans ce cas $x = z_e$) qui minimisent la fonction objectif *fun* (dans ce cas $fun = \epsilon_{PQ}$), tout en respectant les contraintes définies par les bornes *lb* et *ub*. Cette fonction utilise un algorithme d’optimisation appelé méthode du simplexe de Nelder-Mead [92]. Elle explore l’espace des paramètres en formant un simplexe (un ensemble de points) qui entoure le domaine des valeurs admissibles et

1. « *TolFun* » contrôle la convergence de l’optimisation basée sur la variation de la valeur de la fonction objectif. C’est la tolérance sur la différence absolue entre les valeurs successives de la fonction objectif [91].

2. « *TolX* » contrôle la convergence de l’optimisation basée sur la variation de la variable d’optimisation. C’est la tolérance absolue sur la norme euclidienne des différences entre les variables à deux itérations successives [91].

met à jour itérativement le simplexe pour rechercher le sommet sur ce simplexe qui minimise la fonction objectif [90].

Dans la méthodologie proposée, les bornes lb et ub de la variable z_e sont déterminées à partir de simulations 3D exploratoires. La tolérance « $TolX$ » est donc fixée à 10^{-3} , tandis que la valeur de « $TolFun$ » reste toujours à sa valeur par défaut (c.-à-d. 10^{-4}). **Remarque :** la valeur initiale de z_e ne peut jamais être égale à la valeur de ses bornes lb et ub .

L'outil LiveLink™ qui assure un lien entre COMSOL et Matlab® est encore une fois utilisé, permettant à l'algorithme d'envoyer les valeurs de z_e à COMSOL. Pour une question de tolérance de fabrication et des limitations de maillage des modèles, à chaque itération, la valeur de z_e choisie par l'algorithme est tronquée à 4 chiffres significatifs (c.-à-d. une précision de 10^{-4} sur z_e) avant d'être envoyée à COMSOL. La valeur de z_e est donc envoyée à 4 modèles 3D de la sonde, à savoir : **(i) à vide, (ii) en présence d'un étalon de calibration en aluminium, (iii) en présence d'un conducteur ACSR à l'état dézingué et $\mu_{rAc} = 28$, (iv) en présence d'un conducteur ACSR à l'état dézingué et $\mu_{rAc} = 50$.**

Dans les cas de la **topologie de sonde sans les bobines de retour** et de **l'approche 1** d'optimisation de la **topologie en présence des bobines de retour**, la tension $\bar{V}_r$ est calculée pour les quatre modèles énumérés ci-dessus. La méthodologie de conversion au plan de tensions P - Q présentée au Chapitre 4 est incorporée au *script* pour calculer les signaux de sortie P - Q 3D du conducteur dézingué $\bar{V}_{PQ}^{3D} \Big|_{\substack{e_{Zn}=0 \\ \mu_{rAc}=50}}$ et $\bar{V}_{PQ}^{3D} \Big|_{\substack{e_{Zn}=0 \\ \mu_{rAc}=28}}$. Pour réduire le temps de calcul, les tensions P - Q 2D (c.-à-d. $\bar{V}_{PQ}^{2D} \Big|_{\substack{e_{Zn}=0 \\ \mu_{rAc}=50}}$ et $\bar{V}_{PQ}^{2D} \Big|_{\substack{e_{Zn}=0 \\ \mu_{rAc}=28}}$) sont calculés au préalable et chargées directement dans le *script*, permettant le calcul de la fonction objectif ϵ_{PQ} selon (5.4).

Dans **l'approche 2** (optimisation de la **sonde en présence de bobines de retour**), les tensions de sortie P - Q en 3D sont calculées à partir de la tension totale induite dans la sonde selon l'équation (5.2), de sorte que,

$$\bar{V}_{PQ}^{3D} = PQ_r^{3D} - PQ_{rr}^{3D}. \quad (5.7)$$

Ces nouvelles tensions de sortie sont évaluées selon les mêmes critères décrits ci-dessus afin de minimiser la fonction objectif ϵ_{PQ}^{r-rr} , d'après l'équation (5.5).

Ainsi, le *script* Matlab® effectue le calcul de $\epsilon_{PQ}/\epsilon_{PQ}^{r-rr}$ à chaque itération et envoie à l'algorithme sa valeur à ce point. Une fois les critères d'arrêt atteints, l'optimisation est terminée et l'algorithme donne la valeur de z_e où l'erreur $\epsilon_{PQ}/\epsilon_{PQ}^{r-rr}$ est minimale. Cette position est par la suite utilisée pour la création des abaques 3D, afin de vérifier la ressemblance par rapport

aux abaques 2D.

5.2.2 Topologie de sonde sans les bobines de retour

Géométrie à être optimisée

La géométrie choisie pour l'optimisation d'une topologie de sonde sans les bobines de retour est montrée à la Figure 5.7. Il s'agit d'un émetteur de longueur $l = 50$ mm, discrétisé en un total de $n = 5$ tours de largeur $l_b = 0.5$ mm (chaque tour). Selon l'équation (5.3) et les valeurs de l , n et l_b choisies, la distance entre les bobines est $z_b = 11.875$ mm.

Une condition de densité de courante de surface

$$J_s = \frac{100 \text{ mA}}{l_b} \text{ (A/m)}, \quad (5.8)$$

est appliquée à chacun des 5 tours de la bobine émettrice. La Figure 5.8 illustre le modèle 3D de la géométrie de sonde proposée en présence du conducteur ACSR Zebra dézingué.

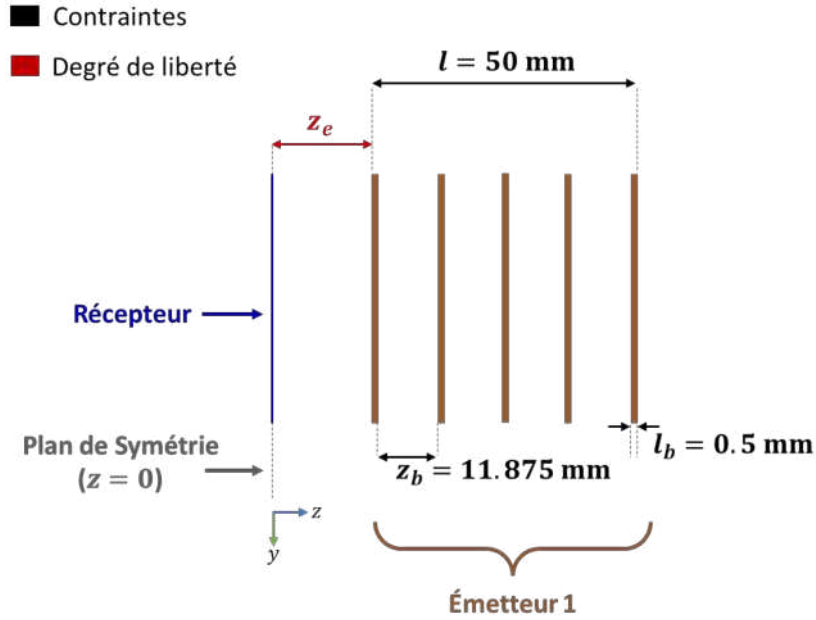


FIGURE 5.7 Géométrie de sonde sans les bobines de retour choisie pour l'optimisation de la position z_e de l'émetteur.

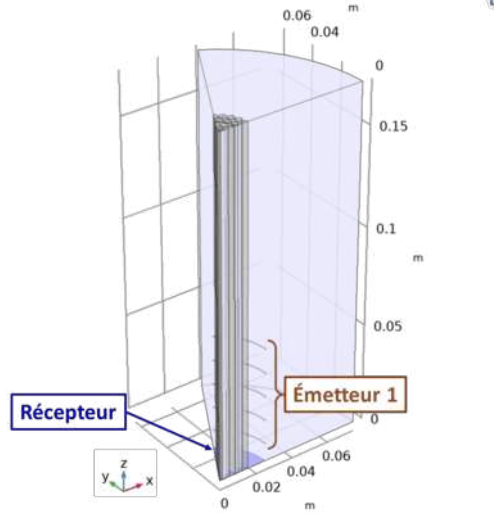


FIGURE 5.8 Exemple de modèle 3D de la géométrie de sonde proposée (sans les bobines de retour) en présence d'un conducteur ACSR Zebra dézingué et avec symétrie de 1/6 du domaine.

Résultats de l'optimisation

Afin d'avoir une sonde dont la réponse soit la plus proche possible de la réponse du solénoïde infini 2D pour différentes géométries de conducteur à inspecter, l'optimisation de z_e a été réalisée pour les conducteurs dézingués (i) ACSR Zebra et (ii) ACSR Partridge, individuellement, et ensuite pour (iii) les deux conducteurs simultanément. Pour vérifier les résultats de l'optimisation, les abaques des conducteurs ACSR Zebra et ACSR Partridge ont été tracés selon les valeurs de z_e optimales résultant de (i), (ii) et (iii). Dans les trois cas, les contraintes utilisées comme bornes inférieure et supérieure de z_e étaient $lb = 8$ mm et $ub = 10$ mm. La Figure 5.9 montre les courbes de convergence de l'optimisation en fonction de l'erreur ϵ_{PQ} (bleu) et de la position z_e (orange) pour les trois cas évalués.

En partant d'une position $z_e = 8.7$ mm, après 27 itérations, l'optimisation pour le conducteur ACSR Zebra dézingué (Figure 5.9a) a abouti à une erreur minimale $\epsilon_{PQ} = 5.9 \times 10^{-3} \text{ V}^2$ à la position $z_e = 9$ mm.

L'optimisation du conducteur ACSR Partridge dézingué (Figure 5.9b), effectuée en partant de la position $z_e = 9$ mm, a résulté à une erreur minimale $\epsilon_{PQ} = 0.474 \times 10^{-3} \text{ V}^2$ à $z_e = 9.7$ mm, après 33 itérations.

Pour l'optimisation simultanée des conducteurs ACSR Zebra et ACSR Partridge (Figure 5.9c), en partant de la position $z_e = 8.3$ mm, l'erreur calculée $\epsilon_{PQ} = \epsilon_{PQ}^{Zebra} + \epsilon_{PQ}^{Partridge}$ converge après 30 itérations vers sa valeur minimale de $8.3 \times 10^{-3} \text{ V}^2$ à position $z_e = 9$ mm.

Le résultat de l'optimisation combinée de ces conducteurs est donc le même que celui du conducteur ACSR Zebra.

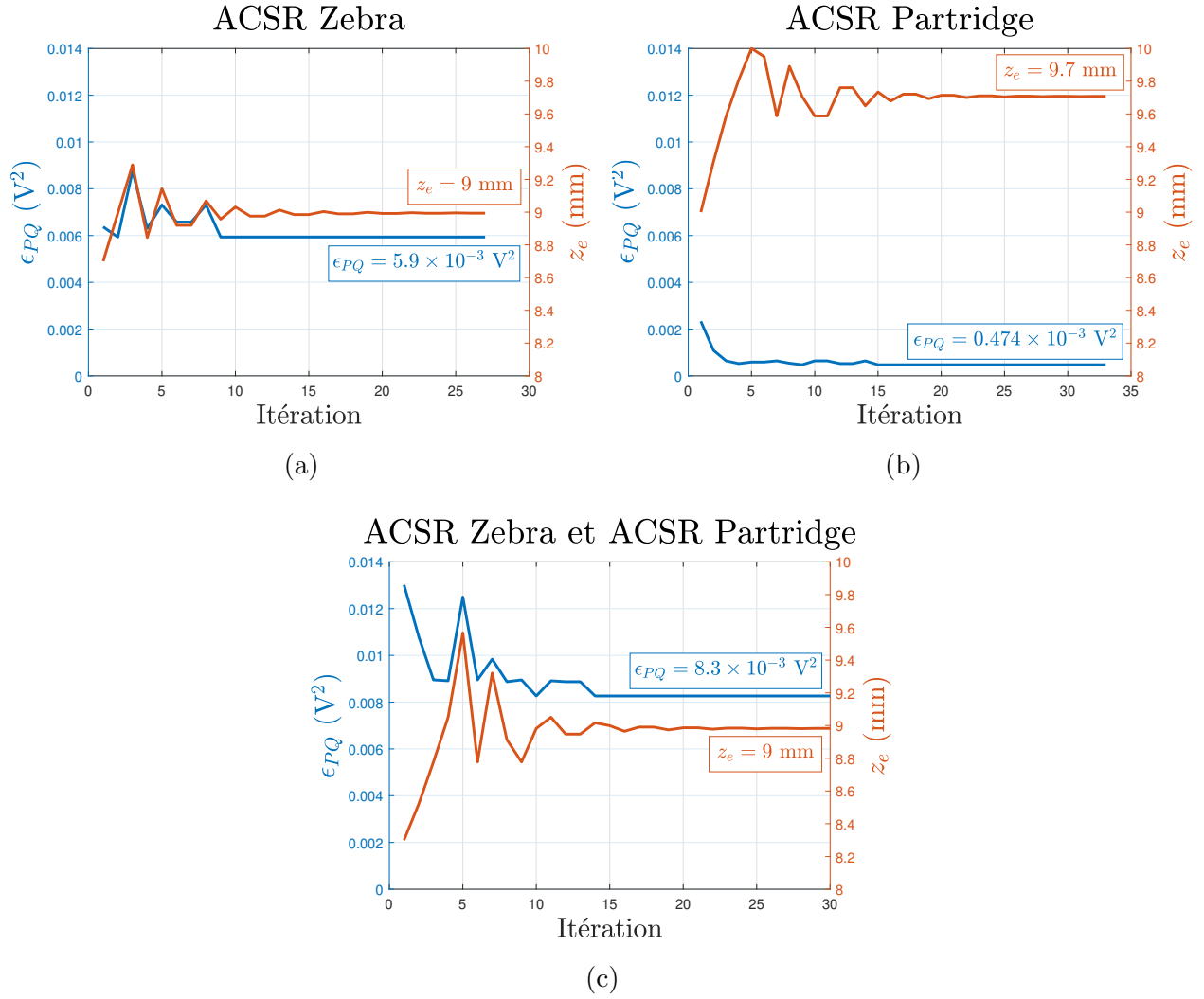


FIGURE 5.9 Résultat de l'optimisation z_e pour la géométrie de sonde sans retours : (a) conducteur ACSR Zebra (seul) montrant la position optimale $z_e = 9$ mm et l'erreur $\epsilon_{PQ} = 5.9 \times 10^{-3} V^2$, (b) conducteur ACSR Partridge (seul) montrant la position optimale $z_e = 9.7$ mm et l'erreur $\epsilon_{PQ} = 0.474 \times 10^{-3} V^2$, et (c) conducteurs ACSR Zebra et Partridge (ensemble) montrant la position optimale $z_e = 9$ mm et l'erreur $\epsilon_{PQ} = 8.3 \times 10^{-3} V^2$.

Pour donner une idée du temps d'optimisation, dans un scénario favorable, c.-à-d. lorsque les simulations des 4 modèles concernés convergent dès la première tentative, le cycle complet d'**une seule itération demande entre 1h30 et 2h30 de simulation**. Cependant, au cours des itérations, il était souvent nécessaire d'arrêter le processus suite à des problèmes de convergence et de remailler les modèles impliqués avant d'effectuer de nouvelles tentatives de convergence. Par conséquent, **une optimisation complète peut facilement prendre plusieurs jours et implique de nombreuses interventions manuelles**. Bien que la méthodologie développée soit coûteuse en temps de calcul, elle permet d'avoir une solution complète et très précise pour rapprocher les abaques 2D et 3D (comme nous le verrons ci-dessous), ceci s'avère crucial, car les résultats de la Figure 5.9 démontrent que la réponse de la sonde est très sensible aux petites valeurs de déplacement de ses bobines.

La Figure 5.10 présente la comparaison entre les abaques 2D (lignes pointillées) et 3D (lignes pleines), réalisés selon les positions optimales de z_e résultants de ces trois tours d'optimisation. L'émetteur à la position optimale $z_e = 9.7$ mm permet une superposition parfaite à l'œil nu des abaques 2D et 3D du conducteur ACSR Partridge, comme le montre la Figure 5.10b. À la position optimale commune aux deux conducteurs, $z_e = 9$ mm, il est observé un excellent accord entre les abaques 2D et 3D des conducteurs ACSR Zebra (Figure 5.10a) et ACSR Partridge (Figure 5.9c). Ces résultats montrent que **la position optimale de l'émetteur qui superpose les abaques 2D et 3D varie selon la géométrie du conducteur inspecté** à une précision d'ordre de 0.1 mm. Les résultats des trois cas d'optimisation sont résumés au Tableau 5.1. Il convient de préciser que le maillage a un impact significatif dans la précision de l'optimisation. Il est donc nécessaire de trouver un compromis entre le raffinement du maillage 3D et 2D, particulièrement dans la discrétisation des brins d'acier.

La position finale choisie pour la conception du prototype sans les bobines de retour (détails au Chapitre 6) a été celle commune aux deux conducteurs, soit $z_e = 9$ mm. Les paramètres de modélisation 3D de la sonde optimisée sont présentés au Tableau 5.2. La Figure 5.11 illustre le modèle du bobinage réalisé dans COMSOL selon les paramètres du Tableau 5.2. À préciser que la position du premier tour de la bobine émettrice correspond à la position z_e . Les positions des quatre tours subséquents (c.-à-d. z_{e2} , z_{e3} , z_{e4} et z_{e5}) sont paramétrées en fonction de z_e , z_b et l_b .

Les comparaisons entre les abaques 2D et 3D à 77 kHz du conducteur de référence (Figure 5.12a) et des conducteurs ACSR Curlew (Figure 5.12b) et ACSR Lark (Figure 5.12c), réalisées d'après les paramètres optimaux du Tableau 5.2, sont présentées à la Figure 5.12. Les résultats montrent que la sonde optimale donne un accord quasiment parfait entre les abaques à 77 kHz pour n'importe quelle géométrie de conducteur.

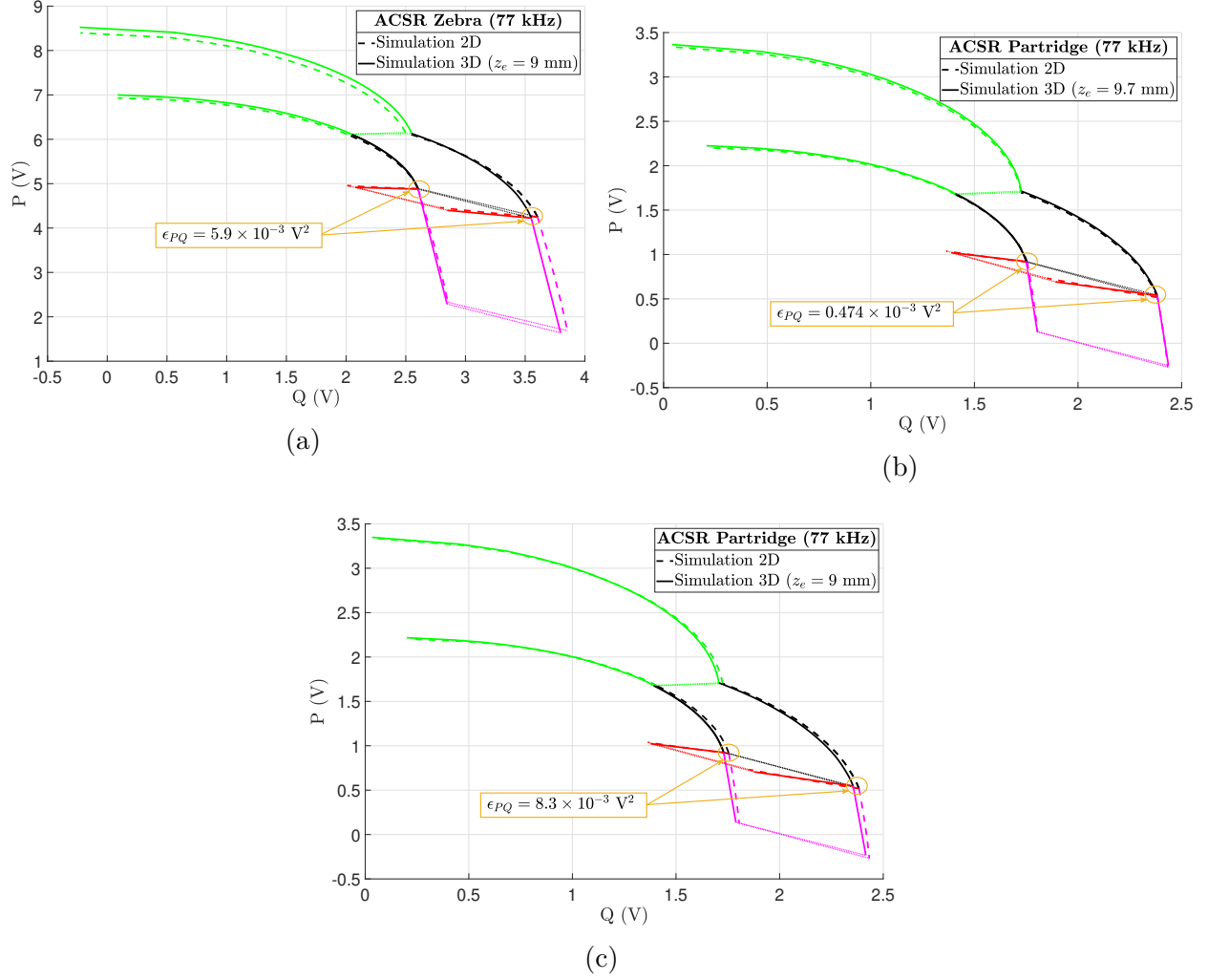


FIGURE 5.10 Comparaison entre les abaques 2D et 3D réalisés à partir des résultats d'optimisation de z_e : (a) conducteur ACSR Zebra ($z_e = 9$ mm), (b) conducteur ACSR Partridge ($z_e = 9.7$ mm), et (c) conducteur ACSR Partridge ($z_e = 9$ mm).

TABLEAU 5.1 Résumé des résultats d'optimisation - Sonde sans les bobines de retour.

Cas d'optimisation	z_e (mm)	ϵ_{PQ} (V ²)
ACSR Zebra	9	5.9×10^{-3}
ACSR Partridge	9.7	0.474×10^{-3}
ACSR Zebra et ACSR Partridge (simultanément)	9	8.3×10^{-3}

TABLEAU 5.2 Paramètres de modélisation COMSOL de la sonde optimisée sans les retours de l'émetteur et du récepteur.

Paramètre	Valeur/Équation	Définition
l_t	0.5 mm	Largeur de la trace du fil de bobinage
d_r	50 mm	Diamètre du récepteur
d_e	50 mm	Diamètre de l'émetteur
z_r	0	Position en z du récepteur
l_b	l_t	Largeur de chaque bobine émettrice
z_b	11.875 mm	Distance entre les tours de la bobine émettrice
z_e	9 mm	Position en z du tour 1 de la bobine émettrice
z_{e2}	$z_e + l_b + z_b$	Position en z du tour 2 de la bobine émettrice
z_{e3}	$z_{e2} + l_b + z_b$	Position en z du tour 3 de la bobine émettrice
z_{e4}	$z_{e3} + l_b + z_b$	Position en z du tour 4 de la bobine émettrice
z_{e5}	$z_{e4} + l_b + z_b$	Position en z du tour 5 de la bobine émettrice

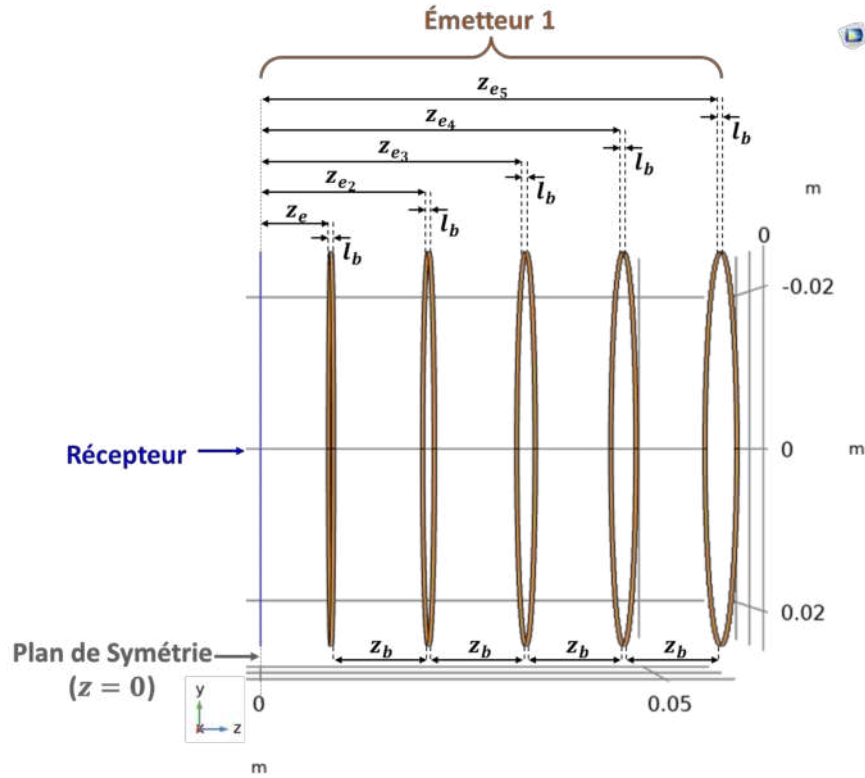


FIGURE 5.11 Modèle 3D de la géométrie de sonde sans les retours de l'émetteur et du récepteur. La position de la première bobine par rapport au récepteur est le paramètre z_e . Les 5 tours sont équidistants.

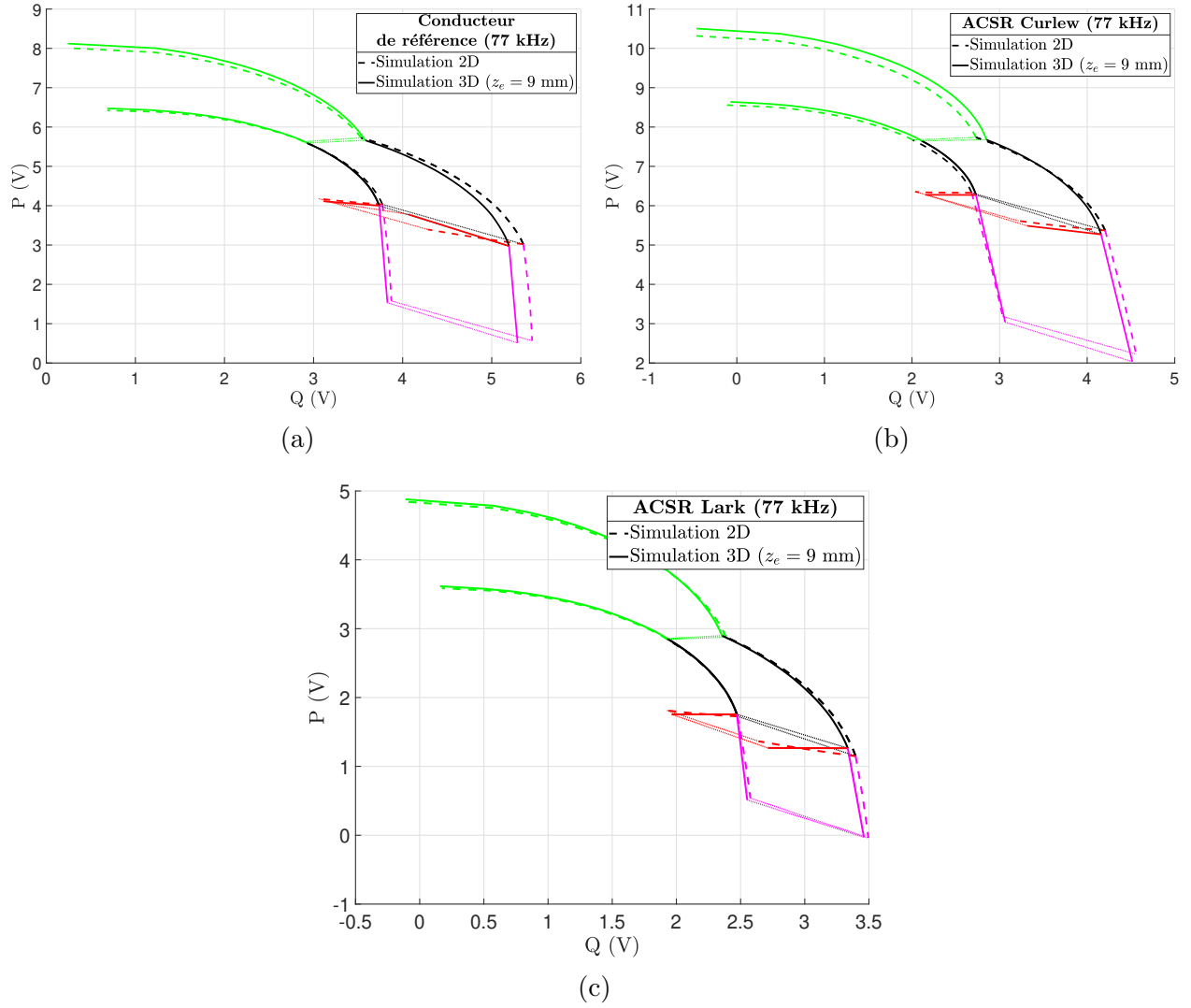


FIGURE 5.12 Abaques 2D *versus* abaques 3D réalisés à partir de la position optimale de $z_e = 9$ mm : (a) conducteur de référence composé par des tiges en acier 12L14 et en aluminium 2024, (b) conducteur ACSR Culew et (c) conducteur ACSR Lark.

5.2.3 Topologie de sonde avec les bobines de retour

Géométrie analysée

La géométrie de sonde avec les bobines de retour choisie pour l'optimisation est montrée à la Figure 5.13. Dans ce cas, la longueur de l'émetteur et de l'émetteur de retour est réduite à $l = 14$ mm, étant les deux discrétisés en $n = 4$ tours de largeur $l_b = 0.5$ mm (chaque tour). La position du centre de l'émetteur de retour au récepteur est fixée à $z_{er} = 75$ mm. La distance entre les tours z_b de l'émetteur et de l'émetteur de retour est toujours calculée selon l'équation (5.3), étant égale à $z_b = 4$ mm dans cette configuration. Rappelons que pour l'étape 1 de l'approche 1 et pour l'approche 2 d'optimisation, la position du récepteur de retour z_{rr} est paramétrée selon l'équation (5.6) pour être équidistante du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour.

Une condition d'excitation telle que (5.8) est imposée aux 4 bobines émettrices. Les bobines de retour sont alimentées avec la même condition, mais en sens inverse. La Figure 5.14 montre le modèle 3D de la géométrie de sonde proposée en présence d'un conducteur ACSR Partridge. Les résultats de l'optimisation selon les deux approches proposées sont présentées ci-dessous.

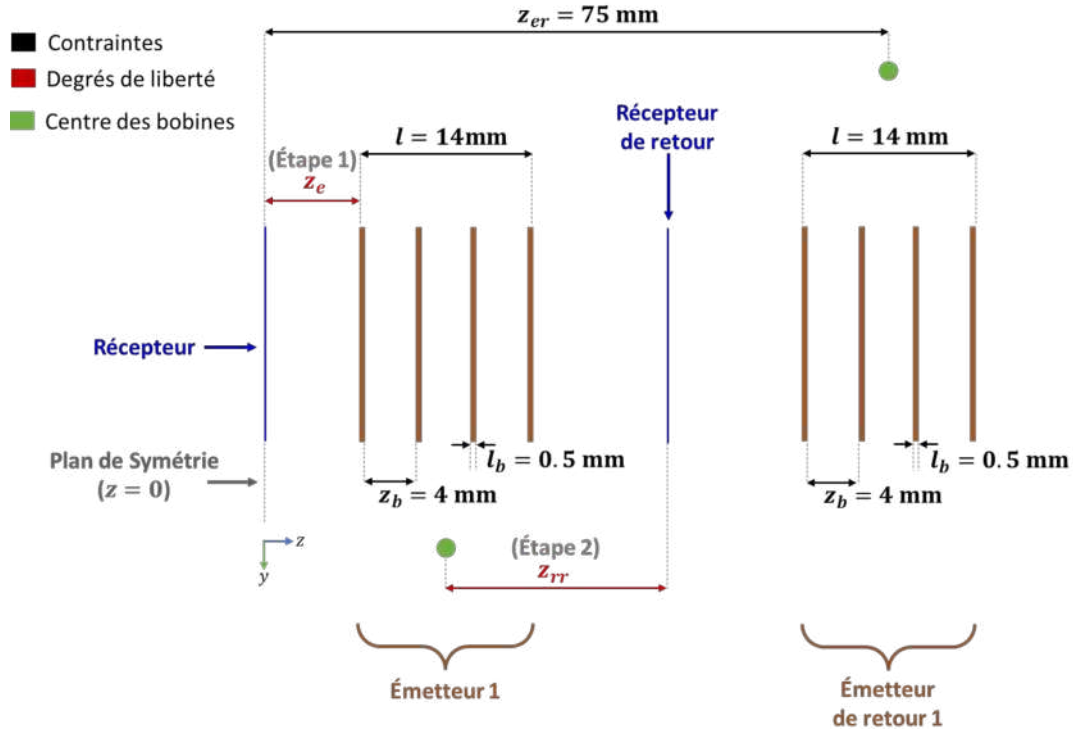


FIGURE 5.13 Géométrie de sonde avec les bobines de retour choisie pour l'optimisation.

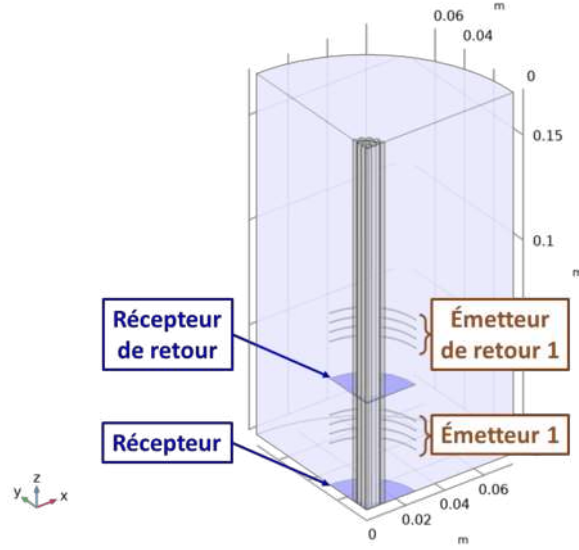


FIGURE 5.14 Exemple de modèle 3D de la géométrie de sonde avec les bobines de retour proposées, en présence d'un conducteur ACSR Partridge dézingué avec symétrie de 1/4 du domaine. Étant donné qu'il n'y a qu'un seul récepteur de retour, le calcul de tension $\bar{V}_{rr}$ n'inclut pas la contribution du récepteur vue par la symétrie sur l'axe z négatif.

Résultats de l'optimisation - approche 1

Pour alléger la charge et le temps de calcul, l'optimisation a été réalisée uniquement pour la géométrie de sonde montré à la Figure 5.14 en présence du conducteur ACSR Partridge dézingué évalué à $\mu_{rAc} = 50$ et 28. Les contraintes utilisées comme bornes inférieure et supérieure de z_e étaient $lb = 19$ mm et $ub = 21$ mm.

La Figure 5.15 montre la courbe de convergence de l'optimisation en fonction de l'erreur ϵ_{PQ} (bleu) et de la position z_e (orange). En partant de $z_e = 20.9$ mm, après 33 itérations, l'optimisation a résulté en une erreur minimale $\epsilon_{PQ} = 0.293 \times 10^{-3} \text{ V}^2$ à la position $z_e = 19.5$ mm. À la position optimale $z_e = 19.5$ mm, la position du récepteur équidistante du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour est situé à $z_{rr} = 24.25$ mm, selon l'équation (5.6).

Afin de vérifier ce résultat, la Figure 5.16 montre la comparaison entre les abaques 2D et 3D du conducteur ACSR Partridge réalisé d'après la position optimale de l'émetteur à $z_e = 19.5$ mm, avec le récepteur de retour à $z_{rr} = 24.25$ mm. À noter que dans ce cas, l'abaque est tracé uniquement à partir de la tension $\bar{V}_r$ calculé dans le récepteur. Un accord précis entre les abaques est observé, démontrant que l'optimisation de z_e permet de rapprocher les abaques pour les deux topologies de sonde évaluées, soit avec et sans les bobines de retour.

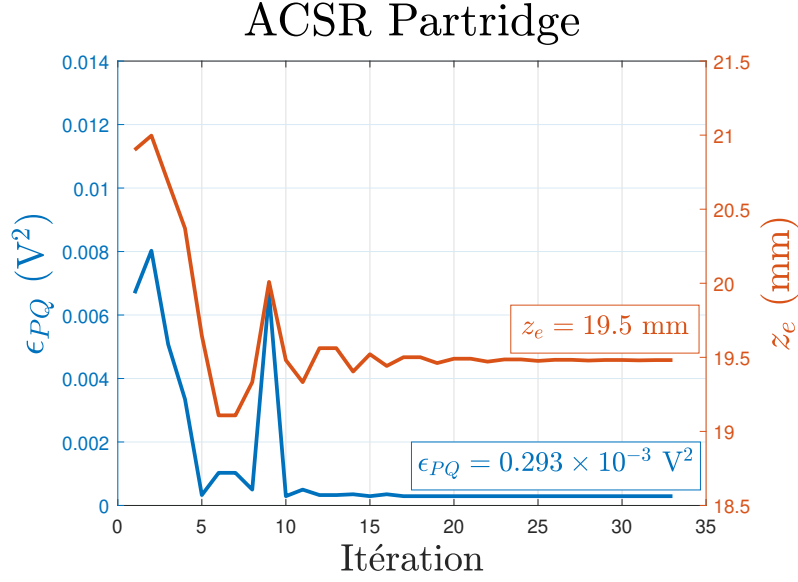


FIGURE 5.15 Approche 1 - Résultat de l'optimisation de z_e de la géométrie de sonde avec les bobines de retour de l'émetteur et du récepteur, en présence d'un conducteur ACSR Partridge dézingué à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et 28, montrant la position optimale $z_e = 19.5$ mm et l'erreur $\epsilon_{PQ} = 0.293 \times 10^{-3} \text{ V}^2$.

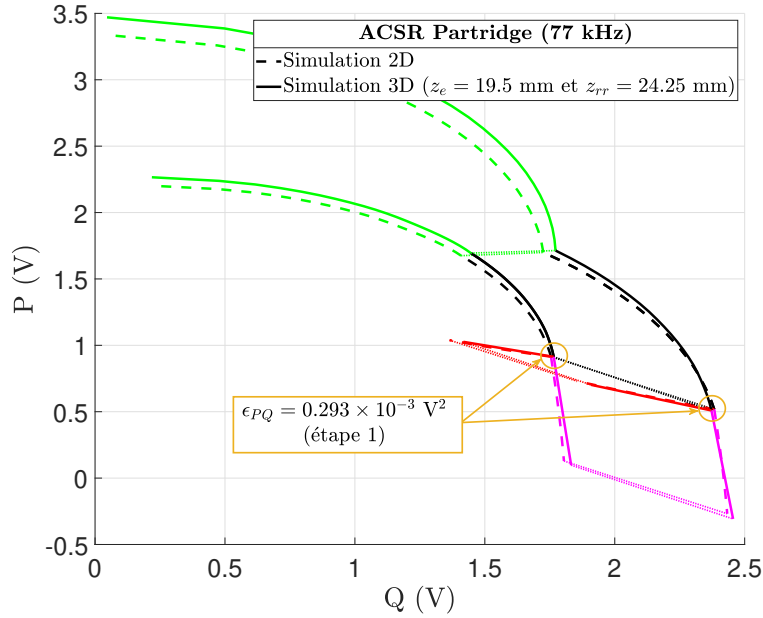


FIGURE 5.16 Approche 1 (étape 1) - Abaque du conducteur ACSR Partridge réalisée à partir de la position optimale de l'émetteur $z_e = 19.5$ mm avec le récepteur de retour à $z_{rr} = 24.25$ mm (position équidistant du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour). Dans ce cas, seulement la tension $\bar{V}_r$ dans le récepteur est utilisée pour le calcul de l'abaque, et l'erreur entre les abaques est $\epsilon_{PQ} = 0.293 \times 10^{-3} \text{ V}^2$.

Vérifions maintenant l'effet de la tension parasite $\bar{V}_{rr}$. En pratique cette tension n'est pas mesurée seule, mais elle est plutôt toujours incluse dans la mesure globale. Cependant, nous pouvons par simulation évaluer sa contribution directement dans la réponse de l'abaque. Pour ce faire, les tensions $\bar{V}_r$ et $\bar{V}_{rr}$ sont calculées dans les modèles permettant de déterminer la tension totale $\bar{V}$ induite dans la sonde, d'après l'équation (5.2). La tension $\bar{V}$ devient alors la tension d'entrée utilisée dans le *script* de conversion au plan d'affichage P - Q , selon la méthodologie présentée au Chapitre 4.

NOTE : lorsque la tension parasite dans le plan P - Q est incluse dans le calcul de l'abaque, l'erreur à l'approche 1 calculée aux points d'optimisation (c.-à-d. où l'épaisseur de zinc est nulle) est désormais donnée par l'équation (5.5), c.-à-d. ϵ_{PQ}^{r-rr} , tel qu'indiqué aux Figures 5.17 et 5.21.

Dans ce contexte, la Figure 5.17 montre la comparaison entre l'abaque 2D et l'abaque 3D réalisé à partir de la tension totale d'entrée $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$, où $\bar{V}_{rr}$ est la tension calculée par le récepteur de retour à la position $z_{rr} = 24.25$ mm. Ce résultat montre un décalage de l'abaque 3D vers la gauche de l'abaque 2D, ce que signifie **qu'il existe encore une petite portion de tension parasite dans le récepteur de retour à la position $z_{rr} = 24.25$ mm** (équidistante du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour). Dans ce cas, la nouvelle erreur aux points où $e_{zn} = 0$ des abaques devient $\epsilon_{PQ}^{r-rr} = 13.6 \times 10^{-3} \text{ V}^2$.

La **deuxième étape d'optimisation** est donc réalisée afin de déterminer la position exacte de z_{rr} où $\bar{V}_{rr}$ devient nulle. Pour ce faire, le modèle de la sonde à vide est d'abord utilisé pour faire varier la position z_{rr} dans un intervalle de 23.75 à 24.75 mm par rapport au centre de l'émetteur. Le résultat est montré à la Figure 5.18. La première constatation est que **la tension $\bar{V}_{rr}$ varie linéairement en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur de retour z_{rr}** . Ainsi, à l'aide d'une régression linéaire, nous déterminons la position où $\bar{V}_{rr} = 0$ à $z_{rr} = 24.57$ mm. À remarquer qu'à vide, la tension mesurée par le récepteur et le récepteur de retour est purement imaginaire, car il n'existe qu'une impédance mutuelle entre les bobines.

Des simulations supplémentaires en faisant varier z_{rr} ont été réalisés pour les conducteurs ACSR Partridge et ACSR Curlew afin d'évaluer le comportement de la tension $\bar{V}_{rr}$ lorsqu'un conducteur dézingué à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ est inséré dans la sonde. À souligner que la tension induite dans la sonde avec un conducteur à l'intérieur engendre des composantes réelle et imaginaire de tension dans le récepteur et dans le récepteur de retour. Ainsi, la Figure 5.19 présente la variation de la norme de $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour le conducteur ACSR Partridge (en bleu) et ACSR Curlew (en orange).

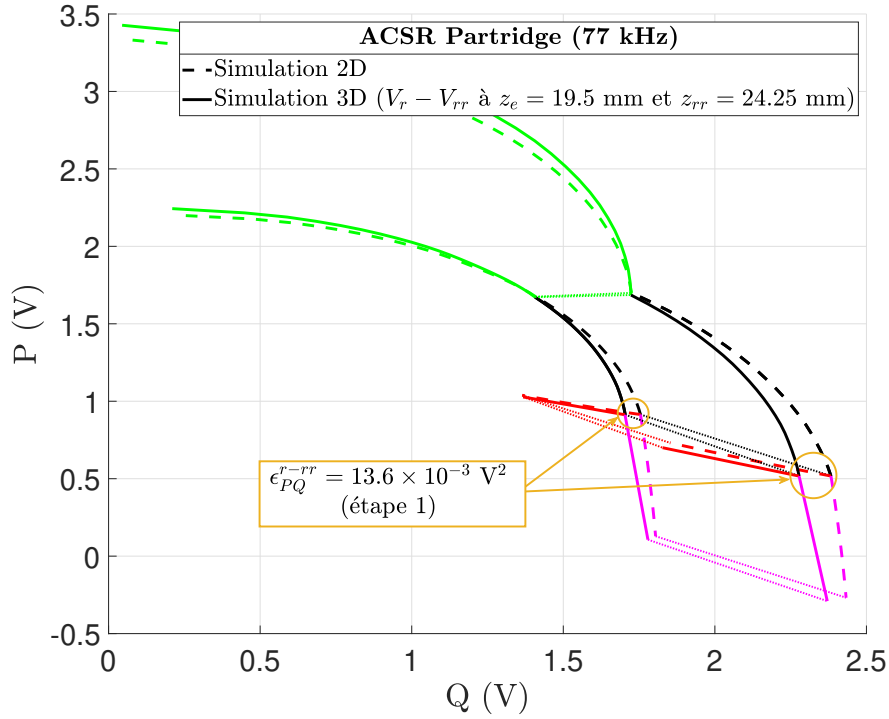


FIGURE 5.17 Approche 1 (étape 1) - Effet de $\bar{V}_{rr}$ dans l'abaque 3D réalisé à partir de la position optimale de l'émetteur $z_e = 19.5$ mm, avec le récepteur de retour équidistant du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour ($z_{rr} = 24.25$ mm). Pour vérifier la contribution de la tension induite dans le récepteur de retour $\bar{V}_{rr}$, la tension totale dans la sonde $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ est utilisé comme donné d'entrée pour le calcul des tensions de sortie P - Q qui permettent la création de l'abaque. La contribution de la tension parasite décale l'abaque 3D vers la gauche de l'abaque 2D, ce qui entraîne une nouvelle erreur $\epsilon_{PQ}^{r-rr} = 13.6 \times 10^{-3} \text{ V}^2$ aux points où l'épaisseur de zinc est nulle.

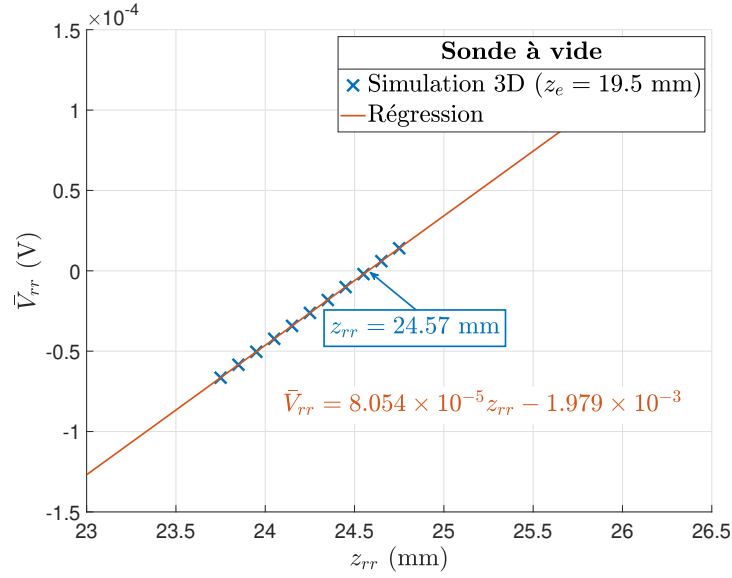


FIGURE 5.18 Approche 1 - Variation de la tension $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour la sonde à vide. Une régression linéaire permet de déterminer la position z_{rr} exacte où la tension $\bar{V}_{rr}$ est nulle ($z_{rr} = 24.57$ mm dans ce cas).

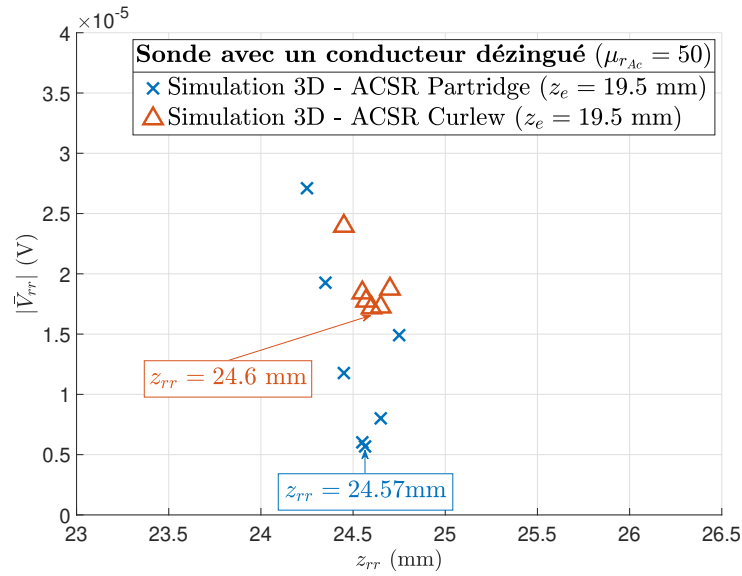


FIGURE 5.19 Approche 1 (étape 2) - Variation de la norme de la tension $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour les conducteurs ACSR Partridge (bleu) et ACSR Curlew (orange). Dans les deux cas, la norme de $\bar{V}_{rr}$ n'est pas nulle, mais sa valeur minimale est atteinte à la position z_{rr} autour de 24.6 mm.

Les Figures 5.18 et 5.19 démontrent que la position où le flux magnétique couplé atteint sa valeur minimale est toujours autour de $z_{rr} = 24.6$ mm, autant pour la sonde vide que pour différents types de géométrie de conducteur. Ce résultat montre que **la tension sur le récepteur de retour n'est jamais complètement annulée lorsqu'un conducteur est inséré dans la sonde**, et que l'amplitude de cette tension varie selon la géométrie du conducteur.

Pour mieux comprendre ce comportement, les **composants imaginaire et réelle de $\bar{V}_{rr}$** calculées dans les simulations des conducteurs ACSR Partridge et ACSR Curlew ont été **individuellement évaluées**, comme le montre la Figure 5.20. Cette analyse démontre que dans le deux cas, la composante imaginaire (Figure 5.26a) et la composante réelle (Figure 5.20b) de $\bar{V}_{rr}$ (et par conséquent, de la densité de flux magnétique) ne s'annulent pas à la même position de z_{rr} . Pour une telle géométrie de sonde, la présence d'un conducteur ACSR Partridge fait que la composante imaginaire de $\bar{V}_{rr}$ s'annule à $z_{rr} = 24.57$ mm, tandis que la composante réelle s'annule autour de $z_{rr} = 26.05$ mm. En présence d'un conducteur ACSR Curlew, les tensions imaginaire et réelle de $\bar{V}_{rr}$ s'annulent respectivement aux positions $z_{rr} = 24.6$ mm et $z_{rr} = 25.49$ mm.

Cela permet de conclure que **pour la sonde à vide et en présence de conducteurs de géométries différentes, les composantes imaginaires de $\bar{V}_{rr}$ s'annulent pratiquement à la même position z_{rr}** , mais ceci n'est le cas pour les composantes réelles de $\bar{V}_{rr}$.

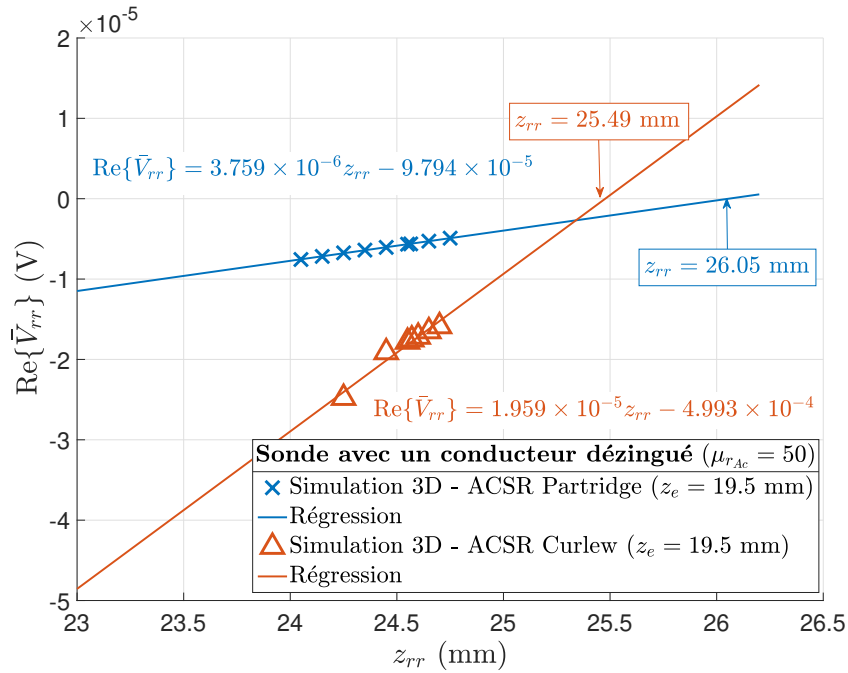
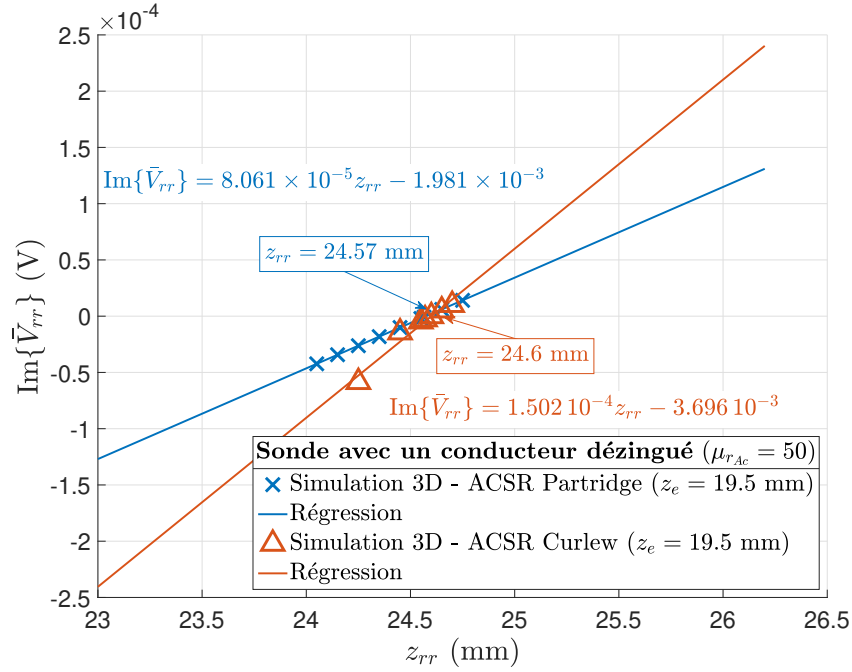


FIGURE 5.20 Approche 1 (étape 2) - Analyse des composantes imaginaire et réelle de $\bar{V}_{rr}$ simulées pour les conducteurs ACSR Partridge (bleu) et ACSR Curlew (orange) : (a) $\text{Im}\{\bar{V}_{rr}\}$ vs. z_{rr} . Dans ce cas, la tension imaginaire s'annule autour de 24.6 mm pour les deux conducteurs (comme pour la sonde à vide); (b) $\text{Re}\{\bar{V}_{rr}\}$ vs. z_{rr} . Dans ce cas, la tension réelle des deux conducteurs ne s'annule pas à la même position z_{rr} où leurs tensions imaginaires sont nulles.

Pour compléter l'analyse de l'approche 1, la Figure 5.21 compare les abaques 2D et 3D du conducteur ACSR Partridge **après les deux étapes d'optimisation**. La tension totale $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ est encore une fois utilisé pour tracer l'abaque 3D aux positions $z_e = 19.5$ mm et $z_{rr} = 24.57$ mm (position où la tension du récepteur de retour est minimale). Dans cette configuration, **l'erreur** aux points d'épaisseur de zinc nulle **est réduite** à $\epsilon_{PQ}^{r-rr} = 9.5 \times 10^{-3} \text{ V}^2$. Malgré la réduction de l'erreur par rapport à celui calculé à la fin de l'étape 1 ($\epsilon_{PQ}^{r-rr} = 13.6 \times 10^{-3} \text{ V}^2$), qui est quasiment imperceptible à l'œil nu lorsqu'on compare les abaques des Figures 5.17 et 5.21, ce résultat **confirme qu'il n'est pas possible de complètement annuler la tension parasite dans le récepteur de retour**.

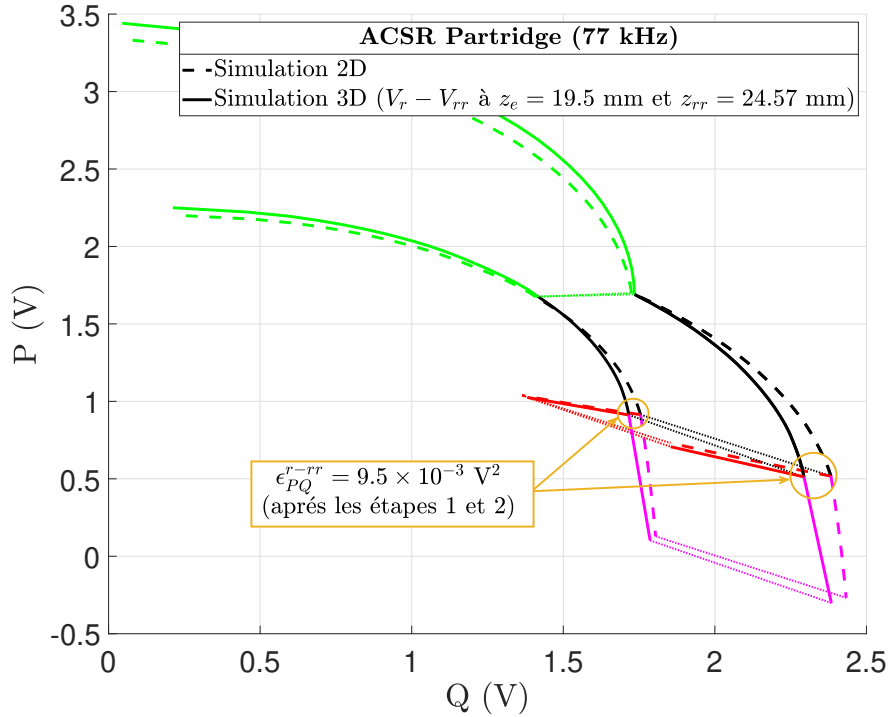


FIGURE 5.21 Approche 1 - abaques 2D et 3D du conducteur ACSR Partridge après les étapes 1 et 2 de l'optimisation, réalisés à partir des positions optimales $z_e = 19.5$ mm et $z_{rr} = 24.57$ mm. Pour vérifier la contribution de la tension induite dans le récepteur de retour $\bar{V}_{rr}$, la tension totale dans la sonde $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ est utilisé comme donné d'entrée pour le calcul des tensions de sortie P - Q qui permettent la création de l'abaque. L'erreur aux points d'épaisseur de zinc nulle est réduite à $\epsilon_{PQ}^{r-rr} = 9.5 \times 10^{-3} \text{ V}^2$ à la fin de l'étape 2. Ce résultat montre que la tension dans le récepteur de retour ne s'annule jamais.

Résultats de l'optimisation - approche 2

La Figure 5.22 montre le résultat de l'approche 2 d'optimisation de la sonde avec les bobines de retours en présence d'un conducteur ACSR Partridge dézingué évalué à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et 28. La courbe de convergence de l'optimisation est présentée en fonction de l'erreur ϵ_{PQ}^{r-rr} (bleu) et de la position z_e (orange). Dans ce cas, les bornes inférieure et supérieure de z_e adoptées étaient $lb = 19$ mm et $ub = 21.4$ mm. La position de départ était à $z_e = 19.3$ mm. Les positions qui minimisent la nouvelle fonction objectif (5.5) sont atteintes à $z_e = 21$ mm et à $z_{rr} = 23.5$ mm (équidistante du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour), résultant en une erreur $\epsilon_{PQ}^{r-rr} = 0.860 \times 10^{-3} \text{ V}^2$.

La première observation est que le fait de considérer **la contribution de la tension $\bar{V}_{rr}$ dans le calcul de la fonction objectif (5.5) éloigne la position z_e de l'émetteur** en 1.5 mm par rapport à l'approche 1 (Figure 5.15). L'explication de cette variation repose sur une observation faite lors des simulations : **à mesure que l'émetteur s'éloigne du récepteur, on constate que l'abaque 3D se déplace vers la droite de l'abaque 2D**. Ainsi, la présence d'une éventuelle **tension parasite qui a pour effet de déplacer l'abaque 3D vers la gauche de l'abaque 2D** peut être **compensée si l'on argumente la distance z_e entre le récepteur et l'émetteur**. Ceci montre encore une fois que la réponse de la sonde est très sensible à des petites valeurs de déplacement des bobines.

Pour vérifier ce résultat, l'abaque du conducteur ACSR Partridge réalisée à partir du calcul d'entrée de la tension totale $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ induite dans la sonde à $z_e = 21$ mm et $z_{rr} = 23.5$ mm est présenté à la Figure 5.23. Les Figures 5.22 et 5.23 mettent en évidence la deuxième observation de cette approche : **le calcul de l'erreur dans le plan P - Q considérant simultanément la tension vue par le récepteur et par le récepteur de retour entraîne une erreur 90% plus petite par rapport au calcul de l'erreur qui considère uniquement la tension vue par le récepteur pour optimiser individuellement z_e puis optimiser z_{rr} , tel que proposé par l'approche 1**.

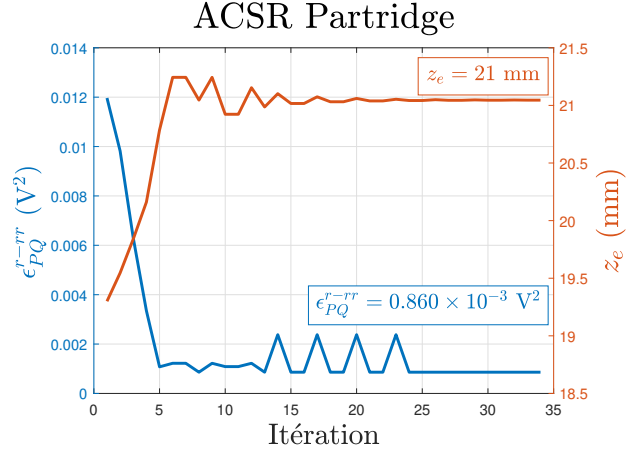


FIGURE 5.22 Approche 2 - Résultat de l'optimisation minimisant à deux paramètres l'erreur ϵ_{PQ}^{r-rr} (5.5) pour un conducteur ACSR Partridge dézingué évalué à $\mu_{r_{Ac}} = 50$ et 28, montrant la position optimale de $z_e = 21$ mm et l'erreur de $\epsilon_{PQ}^{r-rr} = 0.860 \times 10^{-3} \text{ V}^2$. À $z_e = 21$ mm la position du récepteur de retour qui minimise l'erreur entre les abaques est $z_{rr} = 23.5$ mm (équidistante du centre de l'émetteur et de l'émetteur de retour).

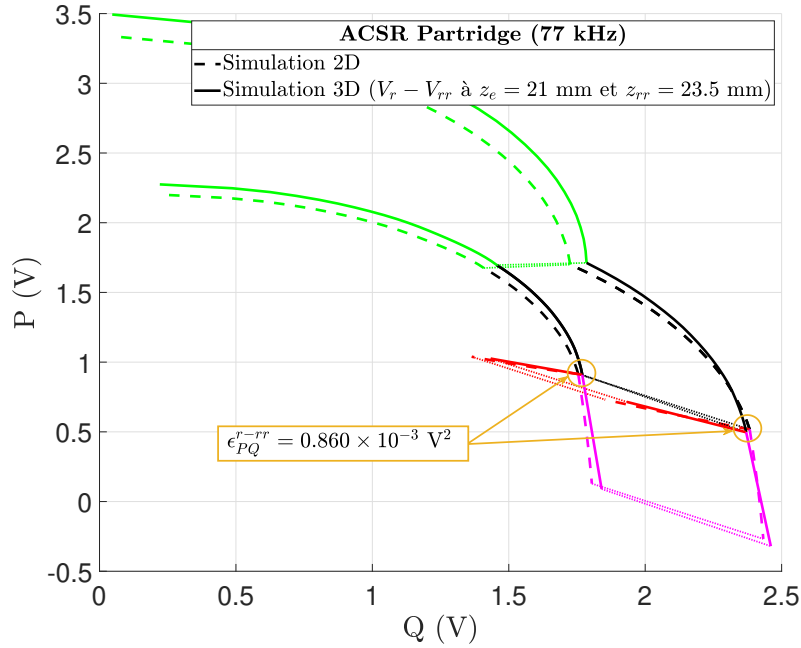


FIGURE 5.23 Approche 2 - Abaques 2D et 3D du conducteur ACSR Partridge réalisé à partir des positions optimales $z_e = 21$ mm et $z_{rr} = 23.5$ mm, considérant l'effet de la tension parasite $\bar{V}_{rr}$ dans la réponse de la sonde. La tension totale $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ induite dans le dispositif est utilisée comme donnée d'entrée pour le calcul des tensions de sortie P - Q qui permettent la création de l'abaque. Dans ce cas, l'erreur entre les abaques aux points d'épaisseur de zinc nulle est $\epsilon_{PQ}^{r-rr} = 0.860 \times 10^{-3} \text{ V}^2$.

Bien qu'un accord presque parfait entre les abaques soit observé, nous pouvons quand même vérifier si à $z_{rr} = 23.5$ mm la tension $\bar{V}_{rr}$ est complètement annulée. Comme pour l'approche 1, une première analyse de $\bar{V}_{rr}$ par rapport à variation de la position z_{rr} a été réalisée pour la sonde à vide, comme le montre la Figure 5.24. Dans ce cas, une régression linéaire permet de calculer $\bar{V}_{rr} = 0$ à $z_{rr} = 23.77$ mm.

L'évaluation de la variation de la norme de $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} a été également réalisée pour les conducteurs dézingués ACSR Partridge (en bleu) et ACSR Curlew (en orange) évalués à $\mu_{rAc} = 50$, comme présenté à la Figure 5.25. Dans cette configuration, la valeur absolue de $\bar{V}_{rr}$ en présence d'un conducteur est minimale aux alentours de $z_{rr} = 23.8$ mm, pour les deux conducteurs. L'analyse individuelle des composantes $\text{Im}\{\bar{V}_{rr}\}$ et $\text{Re}\{\bar{V}_{rr}\}$ montré à la Figure 5.24 démontre encore une fois que la **tension réelle et imaginaire vue par le récepteur de retour ne s'annulent pas à la même position z_{rr}** , et que la position z_{rr} où $\text{Re}\{\bar{V}_{rr}\} = 0$ **varie d'un conducteur à l'autre**.

Revenant au résultat d'optimisation de l'approche 2 pour le conducteur ACSR Partridge, la petite portion de **tension parasite vue par le récepteur de retour** lorsqu'il est situé à une distance équidistante de l'émetteur et de l'émetteur de retour, c.-à-d. à $z_{rr} = 23.5$ mm, **ne représente que 2.82% de la valeur calculée dans le récepteur principal**.

Le Tableau 5.3 présent un résumé des résultats d'optimisation pour le conducteur ACSR Partridge, selon les deux approches proposées. La Figure 5.27 illustre le modèle du bobinage du dispositif en présence des bobines de retour réalisé dans COMSOL d'après les paramètres présentés au Tableau 5.4. À noter que à la Figure 5.27 le paramètre z'_{rr} correspond à la position du récepteur de retour à partir de l'origine $z = 0$, et que les valeurs du Tableau 5.4 utilisent comme référence les résultats de optimisation de l'approche 2.

Les résultats d'optimisation de la topologie de sonde avec les bobines de retour de l'émetteur et du récepteur ont été la base pour la conception des prototypes de la nouvelle topologie de sonde présentés au Chapitre 8.

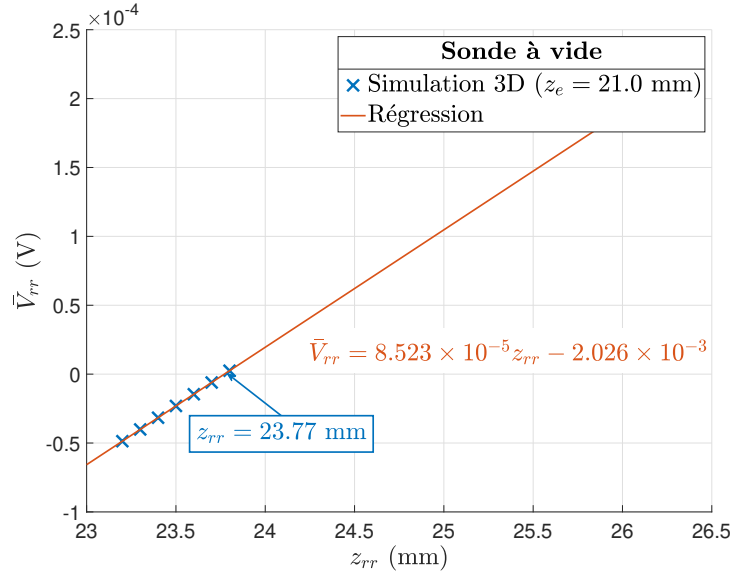


FIGURE 5.24 Approche 2 - Variation de la tension $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour la sonde à vide. Une régression linéaire permet de déterminer la position z_{rr} exacte où la tension $\bar{V}_{rr}$ est nulle, c.-à-d. $z_{rr} = 23.77$ mm dans ce cas.

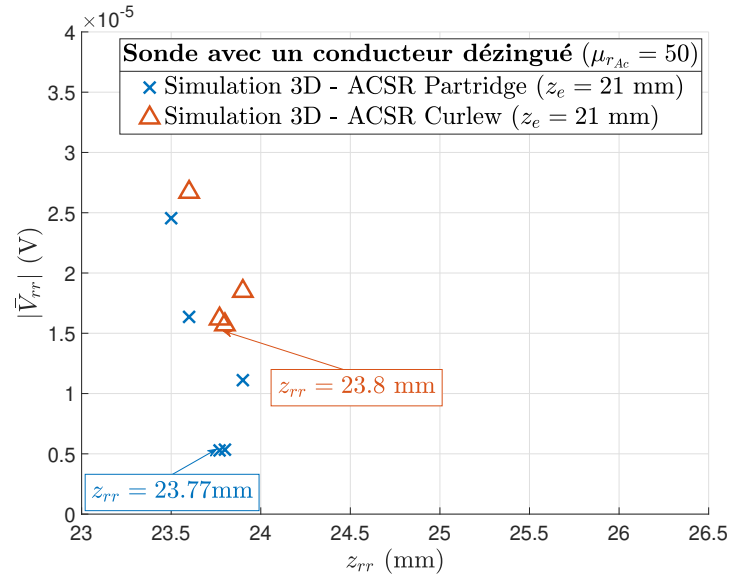
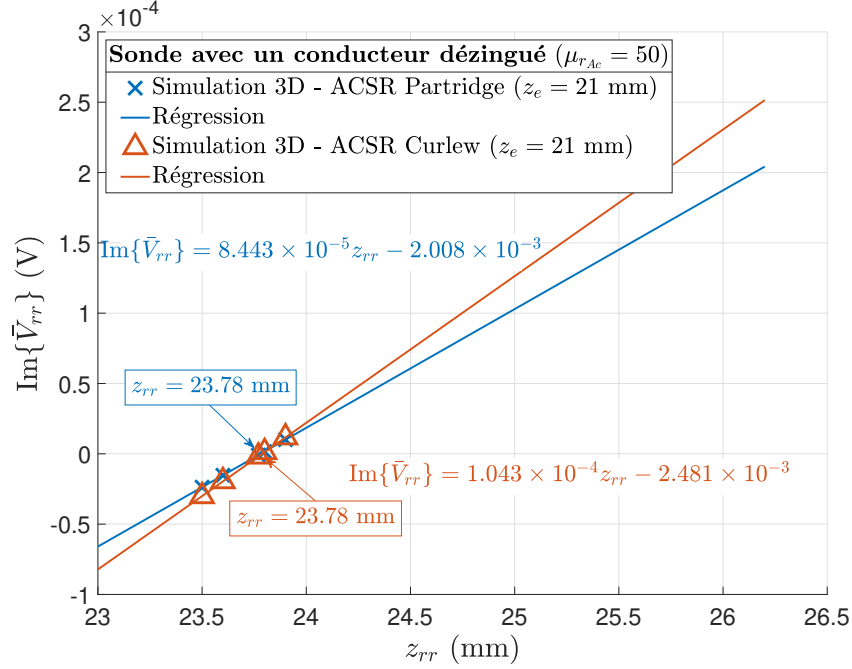
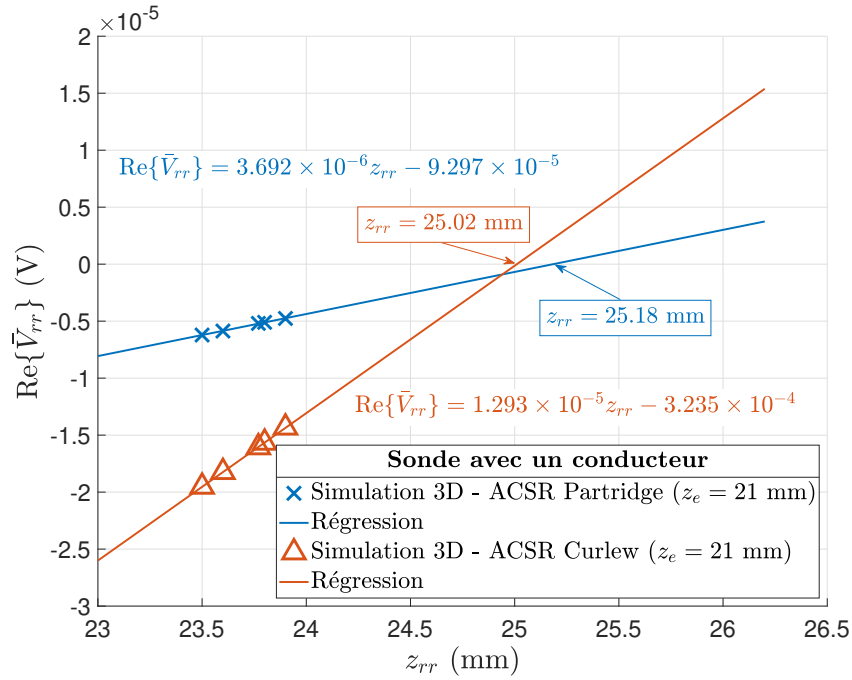


FIGURE 5.25 Approche 2 - Variation de la norme de la tension $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} pour les conducteurs ACSR Partridge (bleu) et ACSR Curlew (orange) à l'état dézingué évalués à $\mu_{r_{Ac}} = 50$. Dans les deux cas, la norme de $\bar{V}_{rr}$ n'est pas nulle, mais sa valeur minimale est atteinte à la position z_{rr} autour de 23.8 mm.



(a)



(b)

FIGURE 5.26 Approche 2 - Analyse des composantes imaginaire et réelle de $\bar{V}_{rr}$ simulées pour les conducteurs ACSR Partridge (bleu) et ACSR Curlew (orange) : (a) $\text{Im}\{\bar{V}_{rr}\}$ vs. z_{rr} . Dans ce cas, la tension imaginaire s'annule autour de 23.78 mm pour les deux conducteurs (comme pour la sonde à vide) ; (b) $\text{Re}\{\bar{V}_{rr}\}$ vs. z_{rr} . Dans ce cas, la tension réelle des deux conducteurs ne s'annule pas à la même position z_{rr} où leurs tensions imaginaires sont nulles.

TABLEAU 5.3 Résumé des résultats d'optimisation - Sonde avec les bobines de retour en présence d'un conducteur ACSR Partridge dézingué en tenant compte la tension induite total $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ comme donnée d'entrée pour la création des abaques.

	z_e (mm)	z_{rr} (mm)	ϵ_{PQ}^{r-rr} (V ²)
Approche 1 (étape 1)	19.5	24.25	13.6×10^{-3}
Approche 1 (après les étapes 1 et 2)	19.5	24.57	9.5×10^{-3}
Approche 2	21	23.5	0.860×10^{-3}

TABLEAU 5.4 Paramètres de modélisation COMSOL de la sonde optimisée avec les retours de l'émetteur et du récepteur.

Paramètre	Valeur/Équation	Définition
l_t	0.5 mm	Largeur de la trace du fil de bobinage
d_r	50 mm	Diamètre du récepteur
d_e	50 mm	Diamètre de l'émetteur
z_r	0	Position en z du récepteur
l_b	l_t	Largeur de chaque bobine émettrice
z_b	4 mm	Distance entre les tours de la bobine émettrice
z_e	21 mm	Position en z du tour 1 de l'émetteur
z_{e2}	$z_e + l_b + z_b$	Position en z du tour 2 de l'émetteur
z_{e3}	$z_{e2} + l_b + z_b$	Position en z du tour 3 de l'émetteur
z_{e4}	$z_{e3} + l_b + z_b$	Position en z du tour 4 de l'émetteur
z_{er1}	68 mm	Position en z du tour 1 de l'émetteur de retour
z_{er2}	$z_{er1} + l_b + z_b$	Position en z du tour 2 de l'émetteur de retour
z_{er3}	$z_{er2} + l_b + z_b$	Position en z du tour 3 de l'émetteur de retour
z_{er4}	$z_{er3} + l_b + z_b$	Position en z du tour 4 de l'émetteur de retour
z'_{rr}	$\frac{z_{er1} - (z_{e4} + l_b)}{2} + (z_{e4} + l_b)$	Position en z du récepteur de retour (équidistante de l'émetteur et de l'émetteur de retour)

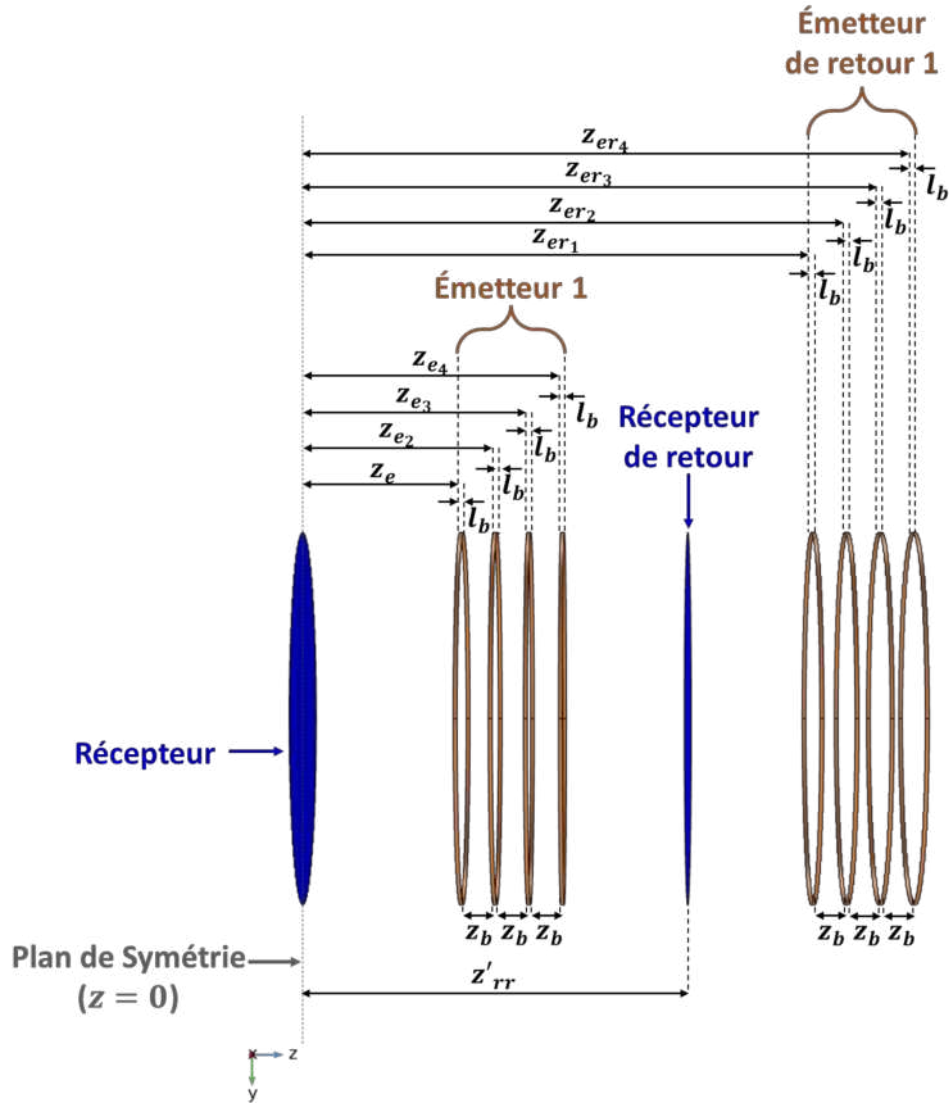


FIGURE 5.27 Modèle 3D de la géométrie de sonde avec les retours de l'émetteur et du récepteur. La position du premier tour de l'émetteur 1 correspond au paramètre z_e . Le paramètre z'_{rr} indique la position du récepteur de retour par rapport au centre de la sonde ($z = 0$).

5.3 Conclusions du chapitre

Dans ce chapitre une méthodologie d'optimisation du bobinage permettant la superposition des abaques 2D et 3D d'un dispositif réel a été explorée. La méthode proposée utilise l'optimisation de la position de l'émetteur pour superposer les abaques. Pour le besoin particulier d'Hydro-Québec, c.-à-d. l'ouverture/fermeture de la sonde sans contact électrique entre les bobines, la méthodologie d'optimisation a été étendue au cas d'un dispositif avec les bobines de retour, en prenant soin additionnel d'optimiser la position du récepteur de retour afin d'éliminer (ou minimiser) la tension parasite qui y est induite.

Ainsi, à la lumière des résultats présentés, ce chapitre met en évidence plusieurs constatations importantes :

- La **méthodologie d'optimisation** du bobinage développé s'avère **très précise, complète et adaptable aux différentes géométries et topologies de sondes**. L'optimisation de la position de l'émetteur z_e permet la superposition presque parfaite des abaques 2D et 3D de topologies de sonde, avec et sans les bobines de retour, tel que montré aux Figures 5.10, 5.12 et 5.16. Il est donc possible d'utiliser les simulations 2D d'un solénoïde infini pour représenter avec très haute précision la réponse d'un dispositif optimal avec un nombre limité de tours ce qui permet d'**atteindre complètement l'objectif spécifique 2** de cette recherche.
- Les résultats d'optimisation, que ce soit pour une topologie de dispositif sans ou avec bobines de retour, ont montré la très grande sensibilité de la réponse du dispositif à des déplacements de l'ordre de 0.1 mm des bobines, nécessitant alors un **travail de fabrication de précision pour obtenir de bons résultats en pratique**.
- Dans le cas de la topologie de sonde avec les bobines de retour, **l'optimisation simultanée** de la position de l'émetteur z_e et celle du récepteur retour z_{rr} **se révèle être un défi calculatoire** en raison de plusieurs facteurs. Pour contourner ces inconvénients, la position z_{rr} a été initialement fixée équidistante de l'émetteur et de l'émetteur de retour, et **deux approches d'optimisation ont été proposées**. La différence essentielle entre les deux approches est la façon de calculer la fonction objectif (erreur) minimisée par l'algorithme. L'erreur à minimiser dans l'étape 1 de l'approche 1 considère uniquement la tension vue par le récepteur (équation (5.4)), tandis que dans l'approche 2, la contribution de la tension parasite vue par le récepteur de retour est prise en compte dans le calcul de l'erreur (équation (5.5)). Cependant, pour vérifier l'effet parasite dans l'abaque après les étapes 1 et 2 de l'approche 1, l'erreur est ensuite calculée avec l'équation (5.5).

- En ce qui concerne l'optimisation de la position du récepteur de retour, nous avons démontré que **la tension parasite $\bar{V}_{rr}$ varie linéairement avec la distance z_{rr} entre le récepteur de retour et l'émetteur**. Lorsqu'un **conducteur** est inséré dans la sonde, les résultats présentés aux Figures 5.20 et 5.26 ont révélé que les **composantes réelles et imaginaires de $\bar{V}_{rr}$ ne s'annulent pas à la même position z_{rr}** pour conducteur donné, et que la position z_{rr} où $\text{Re}\{\bar{V}_{rr}\} = 0$ varie selon la géométrie du conducteur. Ainsi, en pratique, **il y aura toujours une petite tension parasitaire dans le récepteur de retour lorsque le conducteur est à l'intérieur de la sonde**.
- Le résumé des résultats d'optimisation de la sonde en présence des bobines de retour présenté au Tableau 5.3 montre que, lors que la tension totale induite dans la sonde $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$ est utilisée comme donnée d'entrée pour la création des abaques, **l'approche 2 engendre une erreur ϵ_{PQ}^{r-rr} 91% plus petite par rapport à l'erreur ϵ_{PQ}^{r-rr} de l'approche 1 (après les étapes 1 et 2)**. Comme il a été démontré que la tension sur le récepteur de retour n'est jamais complètement annulée, le fait de considérer sa contribution dans la fonction objectif permet de compenser l'effet parasite (qui déplace l'abaque 3D à gauche de l'abaque 2D) en augmentant la distance z_e entre le récepteur et l'émetteur (qui déplace l'abaque 3D à droite de l'abaque 2D). **Il est donc essentiel de tenir en compte la tension parasitaire du récepteur de retour dans le calcul de l'erreur dans le plan P - Q** , comme le propose l'approche 2, afin d'avoir un accord presque parfait entre les abaques 3D et 2D.
- Bien qu'il ait une petite portion de tension parasitaire dans le récepteur de retour lors de la mesure, les résultats de l'optimisation du bobinage proposée avec l'approche 2 démontrent qu'il est possible de **réduire l'effet parasite vu par le récepteur de retour à environ 2.82% de la tension vue par le récepteur**, selon la géométrie du conducteur inspecté.

CHAPITRE 6 MESURES AVEC UN PROTOTYPE DE SONDE OPTIMISÉE

Une fois la méthodologie d'optimisation de la géométrie de la sonde établie, il est désiré de vérifier expérimentalement le comportement du nuage de points mesurés avec un prototype optimisé dans les abaques 2D. Ce chapitre est donc consacré à présenter les détails de la méthodologie développée pour permettre d'effectuer des mesures en laboratoire avec un prototype fabriqué à partir des résultats d'optimisation présentés au Chapitre 5, ainsi qu'à la discussion des résultats expérimentaux. À préciser que ce chapitre se concentre sur l'évaluation de la topologie de sonde sans les bobines de retour.

6.1 Méthodologie - objectif spécifique 3

Le prototype de la sonde sans les bobines de retours a été réalisé à partir des paramètres de bobinage présentés à la Figure 5.7. Dans ce cas, à partir des résultats d'optimisation présentés au Tableau 5.1, la position z_e de l'émetteur utilisée pour conception du prototype a été celle résultante de l'optimisation simultanée des conducteurs ACSR Zebra et ACSR Partridge, soit $z_e = 9$ mm.

À l'aide du logiciel Autodesk® Inventor [93] et d'une imprimante 3D, le prototype optimal a été fabriqué en PLA et bobiné à Polytechnique, comme le montre la Figure 6.1. Il est à préciser que le bobinage réalisé comporte un récepteur avec 10 tours superposés au centre de la sonde, ainsi que deux émetteurs symétriques à 5 tours chacun.

Pour la validation expérimentale du prototype optimal (objectif spécifique 3) un montage de mesure d'impédance a été réalisé à Polytechnique permettant de mesurer les échantillons de test à corrosion connue, tel qu'illustré à la Figure 6.2. Les détails concernant la méthodologie de fabrication et de caractérisation des échantillons de test sont présentés à la section 6.2.

Grâce à l'optimisation du bobinage, les abaques 2D et 3D sont désormais quasiment superposés. Pour cette raison, le nuage de points mesurés avec le prototype optimisé a été affiché directement dans l'abaque 2D correspondant au conducteur mesuré à une fréquence de 77 kHz. Les résultats sont présentés à la section 6.3.

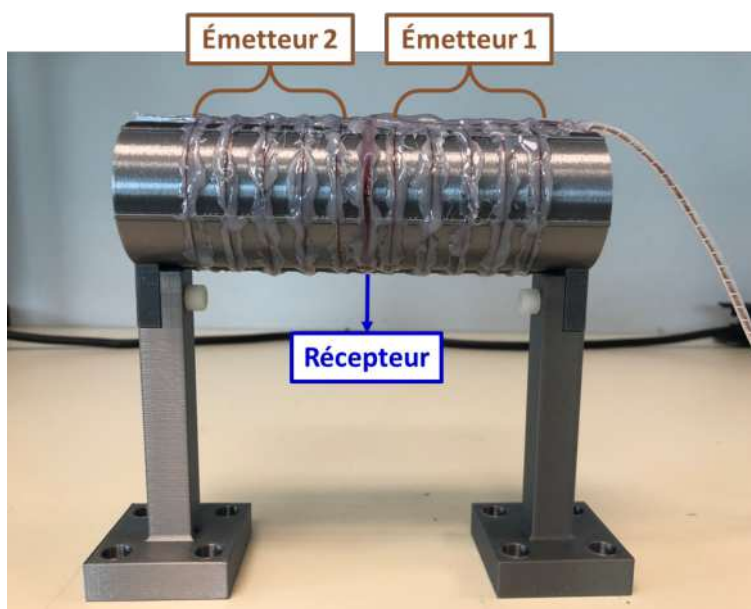


FIGURE 6.1 Prototype optimal imprimé et bobiné. Récepteur à 10 tours au centre de la sonde. Émetteurs 1 et 2 de longueur $l = 50$ mm, $n = 5$ tours espacées également de $z_b = 11.875$ mm, étant le premier tour de l'émetteur 1 et 2 situé à $z_e = 9$ mm du récepteur.

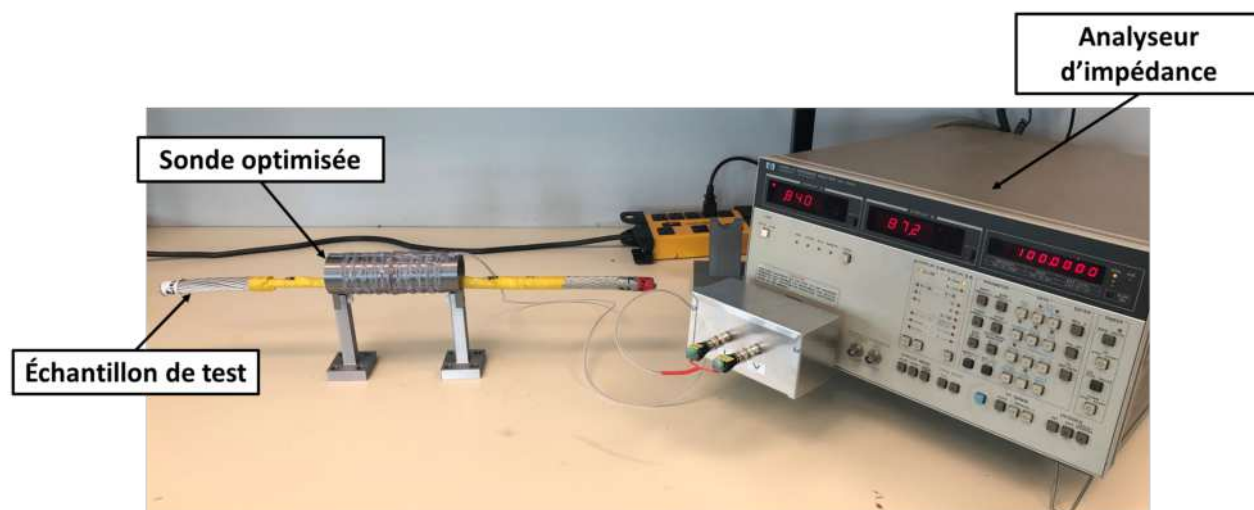


FIGURE 6.2 Montage expérimental réalisé pour la caractérisation des échantillons de test, illustrant la connexion de la sonde à l'analyseur d'impédance, en présence d'un échantillon de test.

6.2 Échantillons de test et montage expérimental

6.2.1 Échantillons de test

Afin d'évaluer l'état de corrosion des conducteurs, deux catégories d'échantillons de test ont été utilisées, à savoir : (a) des échantillons fournis par Hydro-Québec et (b) des échantillons fabriqués à Polytechnique.

Les figures 6.3 et 6.4 montrent deux types d'échantillons fournis par le partenaire, soit les échantillons des conducteurs ACSR Zebra (Figure 6.3) et ACSR Lark (Figure 6.4), présentant les états suivants : (i) sain, (ii) dézingué, (iii) avec perte d'aluminium et (iv) avec perte combinée d'acier et d'aluminium. Pour représenter l'état dézingué, la couche de zinc a été complètement gravée chimiquement avec de l'acide hydrochlorique. Pour les échantillons présentant des pertes d'aluminium, environ 15% des brins ont été retirés. Quant aux conducteurs avec perte combinée d'acier et d'aluminium, environ 15% des brins d'acier (soit 1 brin sur 7) ainsi que 15% des brins d'aluminium ont été retirés. Il s'agit donc d'une approche qui diffère de celle adoptée dans les simulations, où les pertes d'acier et d'aluminium sont simulées par une réduction de diamètre.

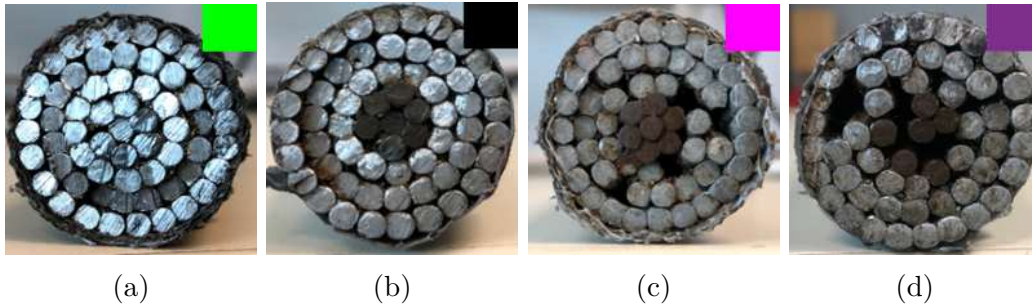


FIGURE 6.3 Échantillons du conducteur ACSR Zebra, fournis par Hydro-Québec, dans différents états : (a) sain, (b) dézingué, (c) à perte d'aluminium ($\approx 15\%$) et (d) à perte combinée d'acier ($\approx 15\%$) et d'aluminium ($\approx 15\%$). Un code couleur est ajouté dans le coin supérieur droit des images, correspondant à la couleur utilisée pour afficher les mesures dans l'abaque.

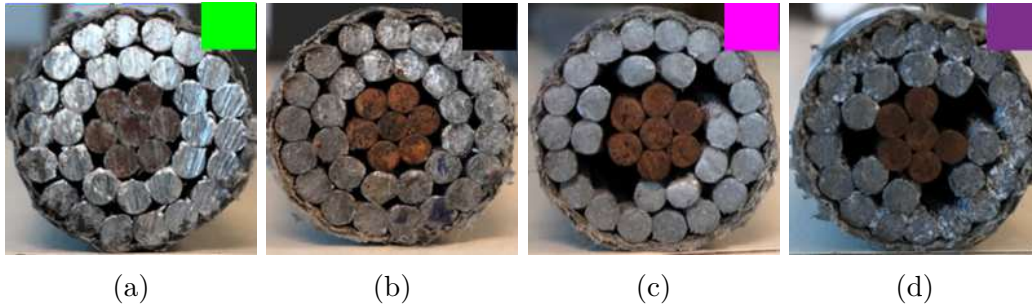


FIGURE 6.4 Échantillons du conducteur ACSR Lark, fournis par Hydro-Québec, dans différents états : (a) sain, (b) dézingué, (c) à perte d'aluminium ($\approx 15\%$) et (d) à perte combinée d'acier ($\approx 15\%$) et d'aluminium ($\approx 15\%$). Un code couleur est ajouté dans le coin supérieur droit des images, correspondant à la couleur utilisée pour afficher les mesures dans l'abaque.

Un conducteur de référence a été assemblé à Polytechnique (Figure 6.5). Ce conducteur est composé par 7 tiges en acier 12L14 et 54 tiges en aluminium 2024, et il a été créé dans le but de reproduire expérimentalement l'approche utilisée dans les simulations pour générer les bandes de corrosion d'acier et d'aluminium des abaques. Plus précisément, cette approche consiste à réduire le diamètre des brins droits d'acier ou d'aluminium (de manière individuelle) à partir d'un conducteur à état dézingué. Afin de caractériser les pertes de section, les 7 tiges d'acier et les 54 tiges d'aluminium d'un diamètre initial de $1/8''$ de diamètre (≈ 3.18 mm) ont été remplacées, une à une, par des tiges de $3/32''$ (≈ 2.38 mm), ce qui correspond à une perte d'environ 44% d'acier et d'aluminium. La Figure 6.5a représente l'état dit dézingué du conducteur de référence. Les Figures 6.5b et 6.5c illustrent, respectivement, le processus de remplacement des tiges d'acier et d'aluminium afin de simuler les pertes indépendantes dans les deux matériaux.

Comme montré au Chapitre 4, l'acier, l'aluminium et le zinc présentent différents niveaux de sensibilité en fonction de la fréquence d'excitation. En pratique, il peut être complexe de distinguer et d'interpréter ces différents types de pertes dans un abaque de corrosion monofréquence. Ainsi, afin de permettre une analyse de la réponse des conducteurs ACSR aux pertes combinées de ces trois matériaux constitutifs, des échantillons avec des dégradés de zinc, d'aluminium et d'acier ont été fabriqués à Polytechnique pendant le mandat postdoctoral de Jonathan Bellemare. La description complète de la méthode de confection de tels échantillons a été présentée dans le rapport interne [94].

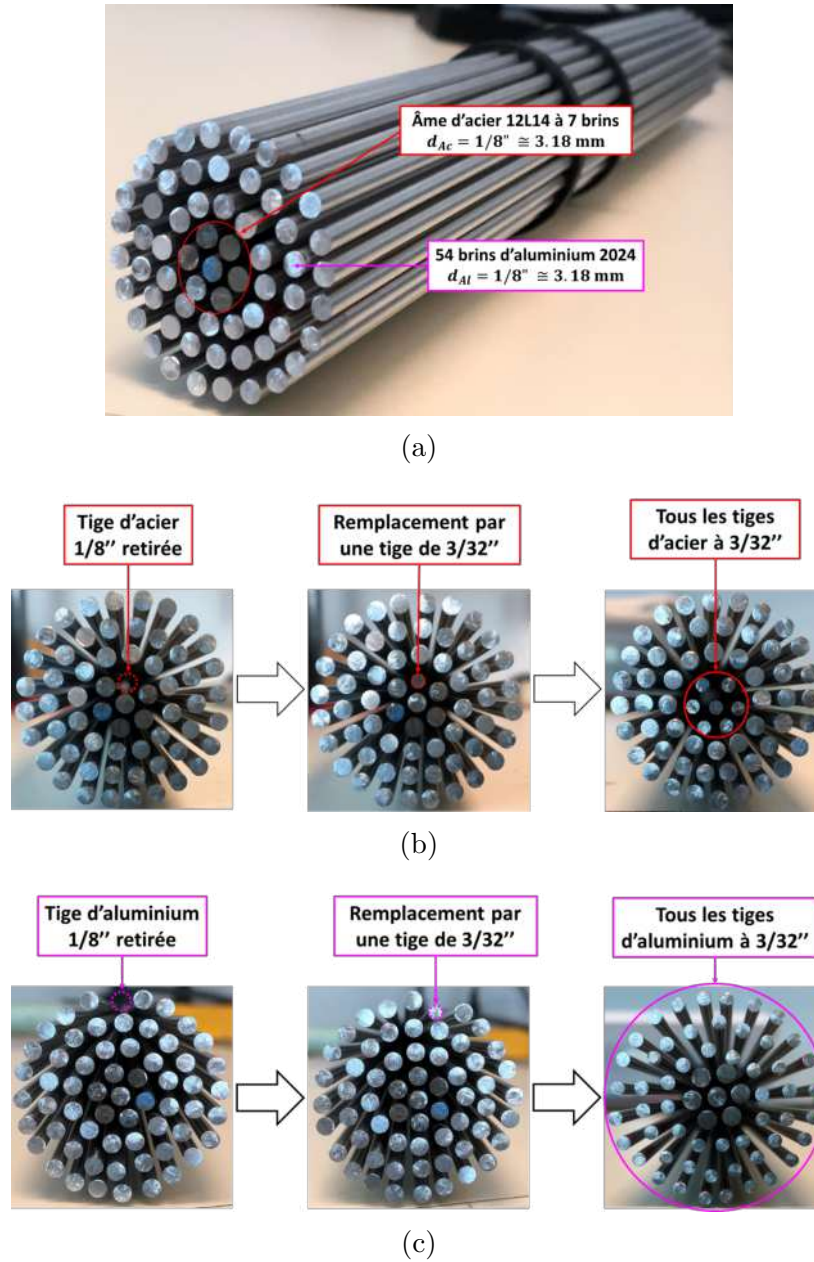


FIGURE 6.5 Conducteur de référence assemblé à Polytechnique pour valider l'approche de simulation des bandes de corrosion d'acier et d'aluminium des abaques : (a) conducteur de référence réalisé avec 54 tiges d'aluminium 2024 et 7 tiges d'acier 12L14 de diamètre $1/8''$ (3.18 mm), représentant l'état dézingué du conducteur, (b) réduction progressive de section d'acier réalisée en substituant les 7 les tiges de $1/8''$ par des tiges de $3/32''$ (environ 44% de perte d'acier), et (c) réduction progressive de section d'aluminium réalisée en substituant les 54 les tiges de $1/8''$ par des tiges de $3/32''$ (environ 44% de perte d'aluminium).

Pour fabriquer les échantillons avec une couche de zinc dégradé, l'âme galvanisée des conducteurs ACSR Curlew, Lark et Partridge (de 60 cm de longueur) a été extraite et fixée à un montage qui permet de monter et descendre les brins dans un bécher contenant une solution hydrochlorique, tel qu'illustré à la Figure 6.6a. La position initiale de gravure est à 12 cm, ce qui signifie que le revêtement de zinc est intact sur les 12 premiers centimètres.

Un appareil Elcometer [95], qui permet de mesurer l'épaisseur d'un revêtement non magnétique sur un substrat magnétique, a été utilisé pour mesurer le profil de zinc dégradé obtenu après la gravure. Il convient de préciser que l'appareil doit être calibré sur un brin dézingué de diamètre identique au brin où l'épaisseur de la couche de zinc est mesurée. Pour effectuer la mesure, 10 positions longitudinales partant de la zone initiale de gravure (c.-à-d. 12 cm) à la zone non gravée à la zone complètement gravée (vers 48 cm) ont été choisies. Pour chaque position longitudinale, 10 mesures ont été prises (Figure 6.6b), car des mesures Elcometer préliminaires ont révélé des variations importantes dans l'uniformité de l'épaisseur d'un brin à l'autre d'un même conducteur. La Figure 6.6b illustre la méthodologie de mesure de l'épaisseur du revêtement après la gravure.

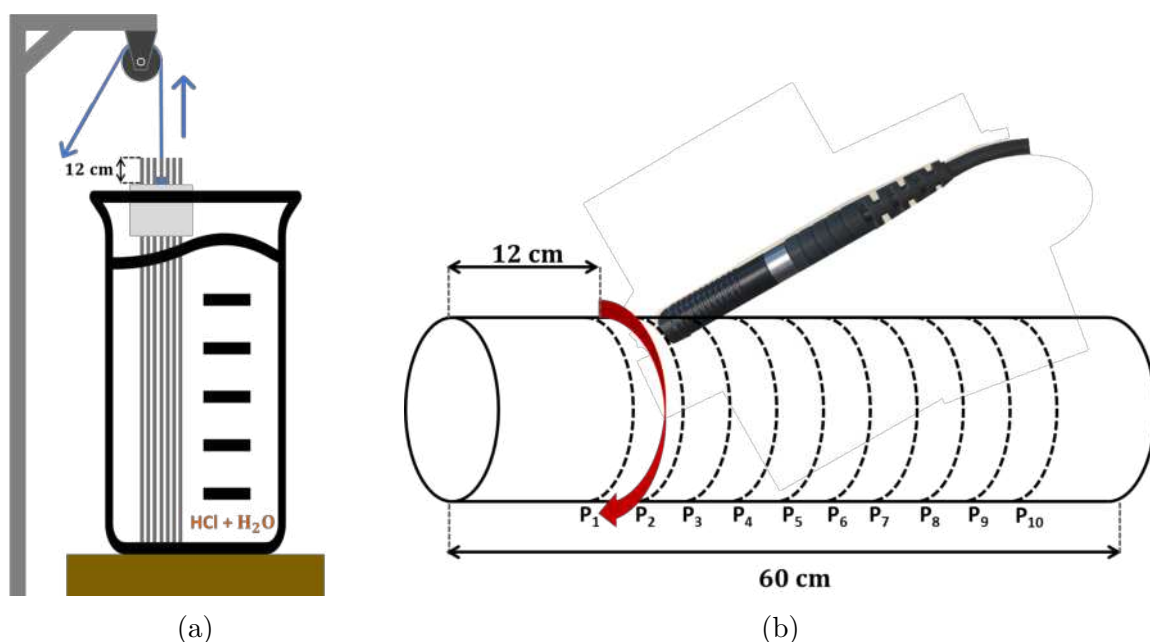


FIGURE 6.6 Schéma illustrant la méthodologie (a) de fabrication des échantillons dégradés de zinc, et (b) de mesure de l'épaisseur du revêtement après la gravure.

Pour créer un dégradé dans l'âme d'acier, une meule est utilisée pour enlever la masse linéique d'acier. Le dégradé est créé sur une longueur d'environ 12 cm, où à chaque centimètre une perte de 2-4% de masse d'acier est ajoutée. Pour créer un dégradé d'aluminium, les brins d'aluminium sont directement coupés entre les 15^e et 45^e centimètre du conducteur. La Figure 6.7 présente un exemple d'échantillon fabriqué avec un dégradé combiné de zinc et d'aluminium.

À la Figure 6.8, le profil de pertes mesuré à l'aide de l'Elcometer, d'un échantillon dégradé du conducteur ACSR Lark à pertes combinées de zinc (bleu), d'acier (rouge) et d'aluminium (vert) est présenté. Les échantillons mesurés pour la validation expérimentale de la sonde présentés à la section 6.3.

Comme mentionné au Chapitre 4, les propriétés physiques, notamment de l'acier, ont un impact direct sur la réponse de la sonde. Les propriétés de perméabilité relative et de conductivité électrique de l'âme des échantillons de test ont donc été caractérisées à Polytechnique par Jonathan Bellemare, selon présenté dans [96]. Une synthèse des résultats de [96] est montrée au Tableau 6.1.

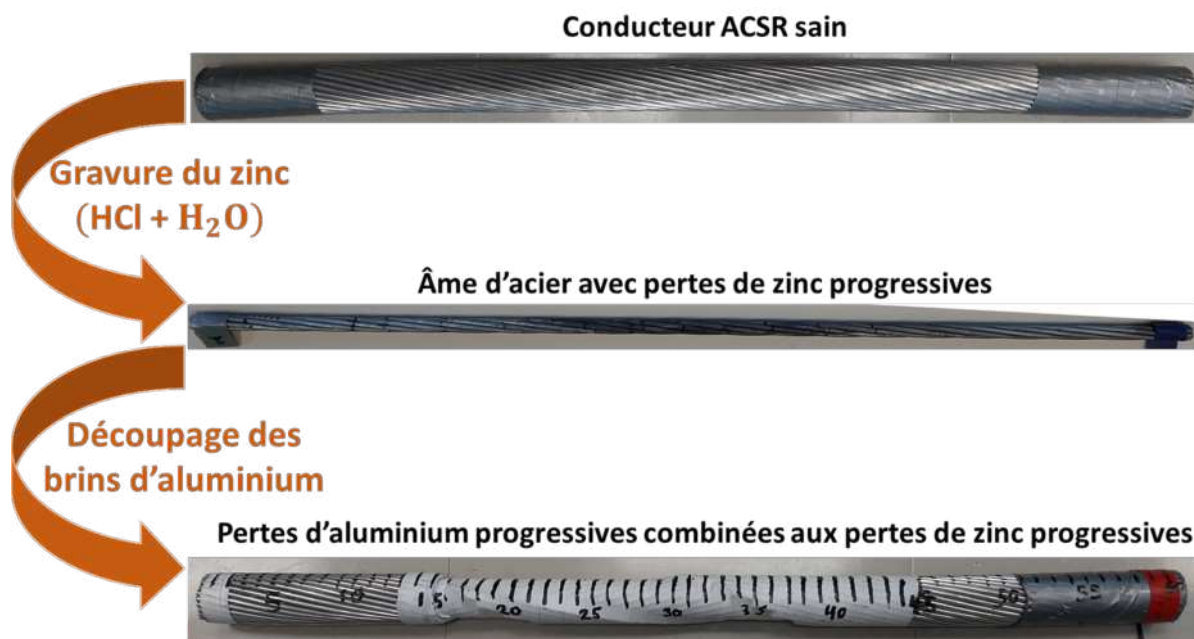


FIGURE 6.7 Illustration du processus de fabrication d'un échantillon aux pertes progressives de zinc et d'aluminium.

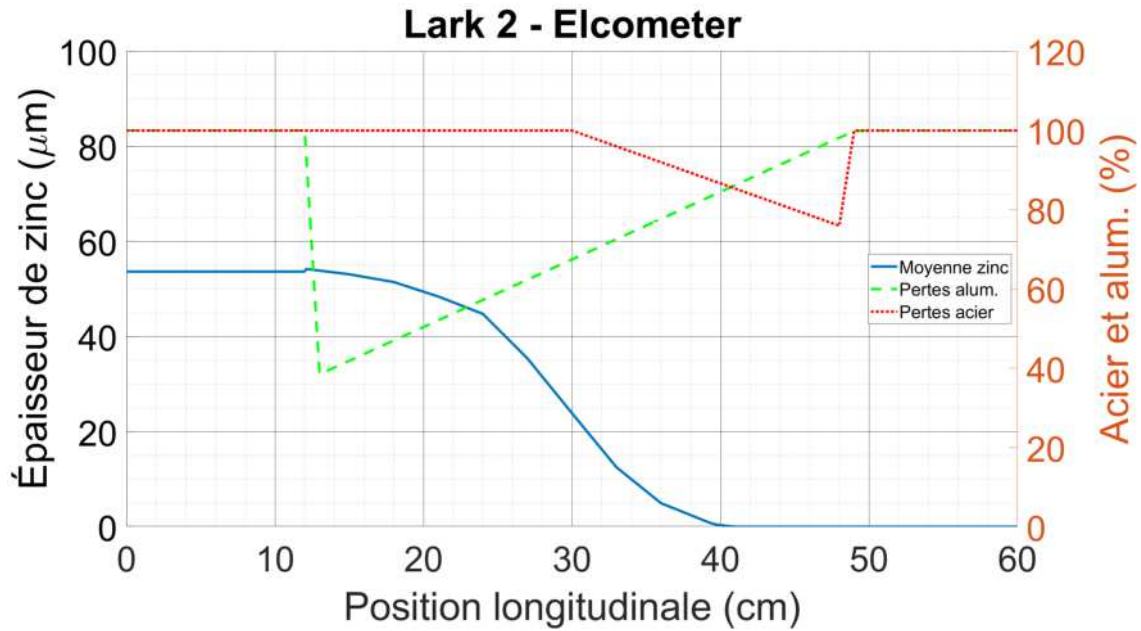


FIGURE 6.8 Exemple de profil de pertes d'un échantillon dégradée du conducteur ACSR Lark (échantillon Lark 2) - Les données d'épaisseur de zinc (bleu) et pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Réalisé par Jonathan Bellemare [94].

TABLEAU 6.1 Caractérisation de la conductivité électrique et de la perméabilité relative de l'âme d'acier des échantillons de test.

Conducteur	Conductivité électrique	Perméabilité relative
	$\sigma_{r_{Ac}}$ (MS/m) (mesurée)	$\mu_{r_{Ac}}$ (mesurée)
ACSR Zebra	4.73	61
Acier 12L14 (conducteur de référence)	6.34	105
ACSR Curlew	4.77	56
ACSR Lark (échantillons Hydro-Québec)	4.70	59
ACSR Lark (échantillons dégradés)	non mesurée	non mesurée
ACSR Partridge	5.08	56

6.2.2 Montage expérimental - caractérisation de la sonde et des échantillons de test

Les échantillons de tests ont été ensuite caractérisés à une fréquence de 77 kHz à l'aide du prototype optimal fabriqué et de l'analyseur HP 4192A LF, selon le montage expérimental montré à la Figure 6.2. Un programme LabVIEW® contrôlant l'analyseur d'impédance a été utilisé pour effectuer ces mesures.

Les mesures de la sonde ont d'abord été réalisées à vide et en présence d'un étalon de calibration composé de 54 brins d'aluminium et diamètre de $d_{Al} = 3.05$ mm, fourni par le partenaire (Figure 6.9). Il convient de préciser que les mesures ont été effectuées avec les conducteurs (soit l'étalon de calibration, soit les échantillons de test) au fond de la sonde.

Dans le cas des échantillons d'Hydro-Québec, ils ont été insérés et positionnés au centre de la sonde, c'est-à-dire à la moitié du conducteur, près du récepteur. Une seule mesure a été réalisée par échantillon. Pour le conducteur de référence, l'échantillon a également été inséré au centre de la sonde, puis retiré pour le changement de tige, et enfin réinséré. Ainsi, une mesure est prise à chaque remplacement de tige en acier et en aluminium. Dans le cas des échantillons dégradés, les conducteurs sont marqués à chaque centimètre, tel qu'illustré à la Figure 6.10, et les mesures sont prises selon les positions désirées. Pour l'analyse des données, les points mesurés sont affichés directement dans l'abaque 2D.



FIGURE 6.9 Étalon à 57 brins d'aluminium utilisé pour la calibration des mesures (LC-STD-02 selon l'appellation d'Hydro-Québec).



FIGURE 6.10 Exemple de mesure d'un échantillon dégradé. Les mesures doivent être prises à chaque centimètre si l'on veut tracer le profil de dégradation tout au long du conducteur.

6.3 Validation expérimentale et discussion sur les résultats

6.3.1 Mesures avec le conducteur de référence

Commençons l'analyse des mesures avec le conducteur de référence afin de valider l'approche de simulation des bandes de corrosion d'acier et d'aluminium des abaques. La Figure 6.11 présente les points de mesure affichés dans l'abaque 2D de ce conducteur. En raison des propriétés du matériau, les limites de gauche (réalisées avec le modèle de l'âme à brins fusionnés) et de droite (réalisées avec le modèle de l'âme à brins isolés) sont simulées respectivement avec des valeurs de $\mu_{rAc} = 50$ et 105, conformément au Tableau 4.2.

Comme il s'agit d'un conducteur sans galvanisation, le point de mesure en noir indique l'état dézingué du conducteur ($e_{Zn} = 0$), qui dans ce cas est représenté par le montage avec les tiges d'acier et d'aluminium de 1/8" de diamètre. Tel qu'attendu, le point est bien placé à la fin de la bande de corrosion du zinc, où l'épaisseur du placage est nulle. L'orientation des phaseurs des points de mesure en rouge met en évidence la réponse en quadrature (Q) de l'acier, provenant du ferromagnétisme du métal, et la réponse prédominante en phase (P) de l'aluminium. L'orientation des phaseurs de pertes de l'acier et d'aluminium (d'un brin intact jusqu'à une perte d'environ 44% de section) suit parfaitement la trace de l'abaque, qui simule jusqu'à 40% de perte de section d'acier et d'aluminium. Ce résultat permet donc de valider expérimentalement l'approche de simulation des pertes d'acier et d'aluminium, tout en mettant en évidence l'excellente précision de la sonde.

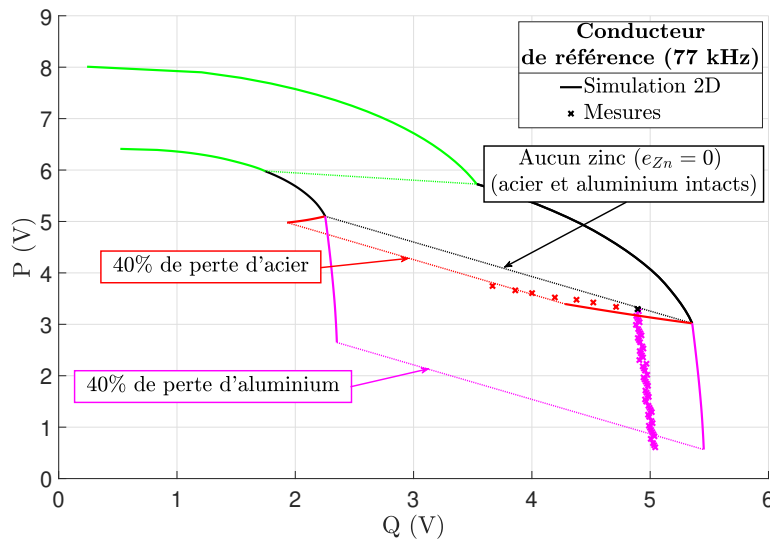


FIGURE 6.11 Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée du conducteur de référence. Le point en noir indique l'état dézingué du conducteur. Les points en rouge et en magenta représentent, respectivement les mesures de pertes d'acier et d'aluminium entre 0% et 44%.

6.3.2 Mesures avec les échantillons de test d'Hydro-Québec

Les mesures effectuées avec les échantillons des conducteurs ACSR Zebra (voir Figure 6.3) et ACSR Lark (voir Figure 6.4) sont présentées respectivement aux Figures 6.12 et 6.13. Il est à noter que les limites de gauche et de droite des abaques sont simulées selon les paramètres adoptés par [10, 11] pour les conducteurs ACSR, soit $\mu_{r_{Ac}} = 28$ et 50. Le Tableau 6.2 montre la profondeur de pénétration (2.7) à 77 kHz pour l'acier, l'aluminium et le zinc, calculée sur la base des paramètres présentés au Tableau 4.2. Les résultats sont interprétés ci-dessous.

Pour les deux conducteurs, le point de mesure en vert représente le conducteur à l'état sain (c.-à-d. $e_{zn} \geq 20 \mu\text{mm}$), étant donc placé au bon endroit des abaques.

Les points en noir indiquent la mesure des échantillons dézingués. Puisque la perméabilité relative $\mu_{r_{Ac}}$ mesurée par ces deux échantillons ($\mu_{r_{Ac}} = 61$ et 59 selon le Tableau 6.1) est plus grande que celle simulée pour la création de la limite de droite de l'abaque, il est normal que les mesures soient légèrement décalées à droite (hors) des abaques. Pour l'échantillon du conducteur ACSR Zebra (le point en noir à la Figure 6.12), malgré le petit décalage à droite, nous observons que la mesure est correctement placée au niveau de ligne de dézingage (aucun zinc) de l'abaque. Dans le cas particulier de l'échantillon du conducteur ACSR Lark (le point en noir à la Figure 6.13), nous observons que la mesure se situe légèrement en bas de la ligne de dézingage. Une explication possible de ce comportement repose sur l'hypothèse de dommages préexistants dans les brins d'aluminium, qui contribueraient à l'augmentation de P .

Les points en magenta correspondent aux mesures des échantillons à perte d'aluminium. Ils sont correctement situés dans la bande de corrosion de l'aluminium, se rapprochant de la limite de droite.

Enfin, les points en mauve correspondent aux mesures des échantillons à pertes combinées d'acier (environ 15%) et d'aluminium (environ 15%). Notons que les phaseurs de perte sont orientés vers la bande de corrosion de l'acier. En effet, la réponse de l'acier prédomine, du fait de sa perméabilité relative bien plus importante que celle de l'aluminium.

TABLEAU 6.2 Profondeur de pénétration approximative des matériaux à 77 kHz.

Fréquence	Profondeur de pénétration [mm]		
	Acier	Aluminium	Zinc
77 kHz	0.115	0.298	0.453

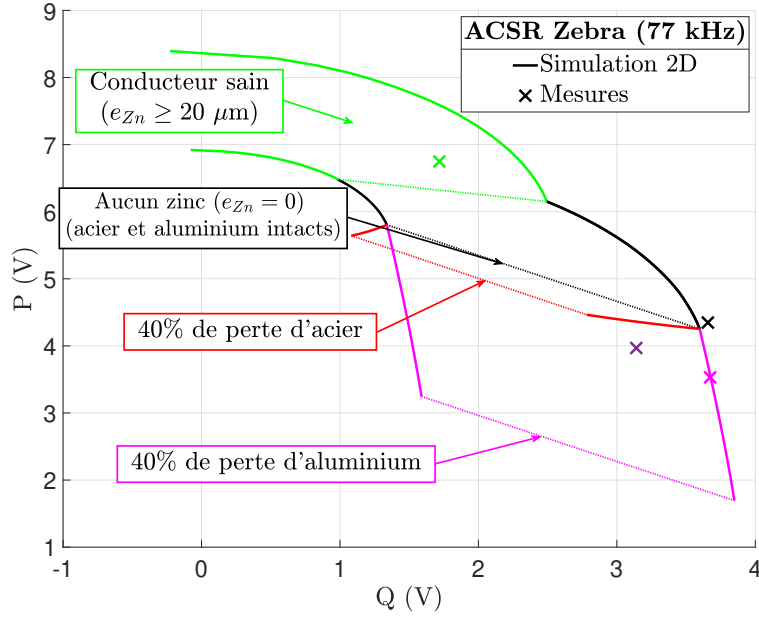


FIGURE 6.12 Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée des échantillons du conducteur ACSR Zebra aux états : (i) sain (vert), (ii) dézingué (noir), (iii) pertes d'aluminium d'environ 15% (magenta), et (iv) pertes d'acier et d'aluminium combinées (mauve) d'environ 15%. Les échantillons sont présentés à la Figure 6.3.

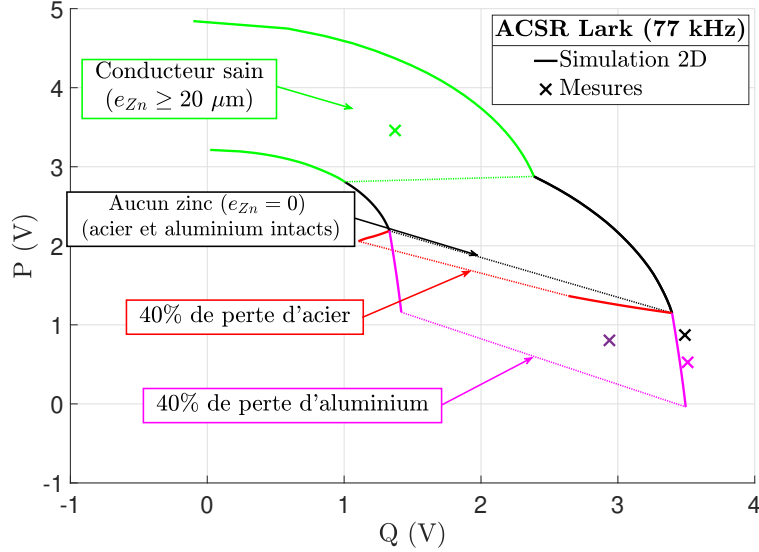


FIGURE 6.13 Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée des échantillons du conducteur ACSR Lark aux états : (i) sain (vert), (ii) dézingué (noir), (iii) pertes d'aluminium d'environ 15% (magenta), et (iv) pertes d'acier et d'aluminium combinées d'environ 15% (mauve). Les échantillons sont présentés à la Figure 6.4.

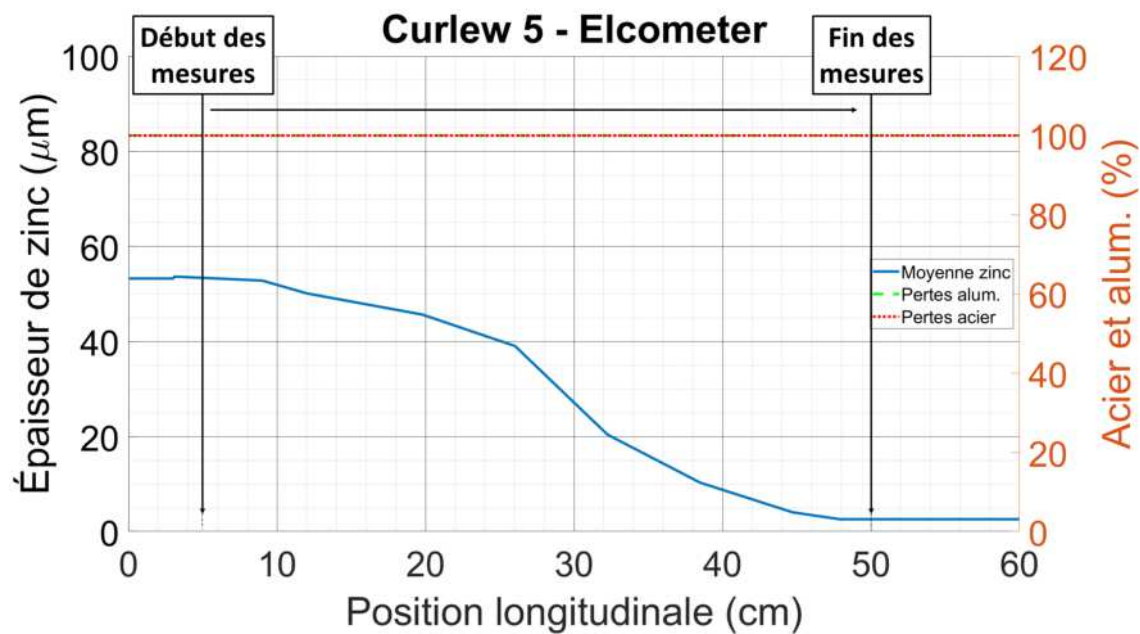
6.3.3 Mesures avec les échantillons de test dégradés

Au total, 18 échantillons dégradés ont été fabriqués et testés avec la sonde conçue. Cependant, les résultats présentés dans cette section se limitent à 5 échantillons représentant trois types de perte, soit : (i) perte progressive de zinc, (ii) pertes combinées de zinc et d'aluminium et (iii) pertes combinées de zinc et d'acier. Les profondeurs de pénétration présentées au Tableau 6.2 sont valables pour les échantillons présentés dans cette section. L'affichage des données dans les abaques des échantillons est présenté aux Figures 6.14-6.18. Pour faciliter la compréhension du lecteur, les profils de pertes des échantillons (donnés d'épaisseur de zinc, de pertes d'acier et pertes d'aluminium) sont présentés avec leurs respectives mesures ci-après. Il convient de préciser que toutes les mesures présentées ont été réalisées du 5^e centimètre (bout zingué) au 50^e centimètre (bout dézingué) des échantillons.

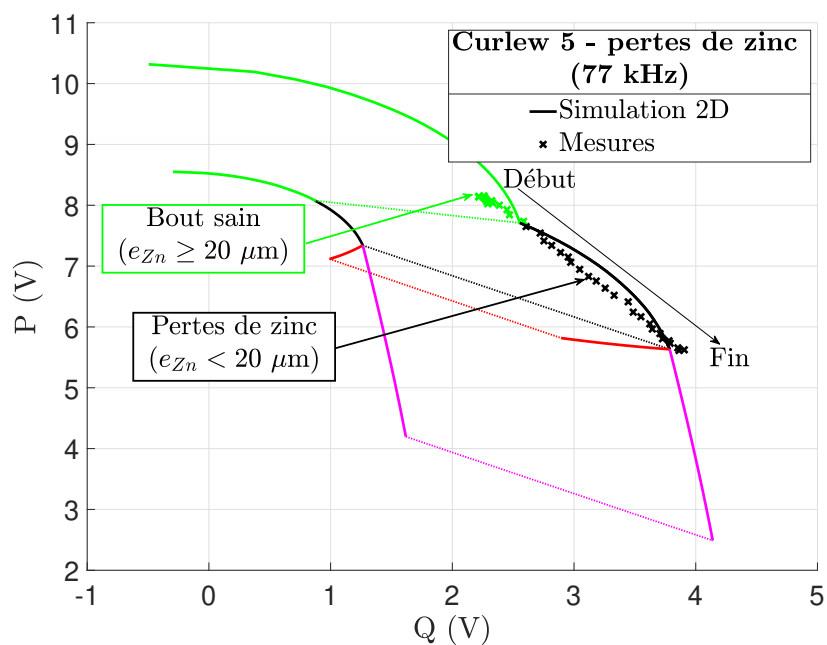
Débutons l'analyse des mesures avec **l'échantillon à perte progressive de zinc**. La Figure 6.14b présente les points mesurés de l'échantillon Curlew 5 (Figure 6.14a). Les points en vert représentent les mesures dans le bout sain du conducteur, c.-à-d. à une épaisseur de zinc moyenne de $e_{Zn} \geq 20 \mu\text{m}$, tandis que les points en noir indiquent les pertes progressives de zinc mesurées à partir de la position où l'épaisseur moyenne est $e_{Zn} < 20 \mu\text{m}$, selon le profil de pertes du conducteur. Ces résultats montrent que la mesure à 77 kHz permet facilement de mettre en évidence le dégradé de zinc sur l'échantillon.

La théorie de création des abaques de corrosion considère que les pertes d'aluminium surviennent lorsque le zinc est complètement disparu, ce qui n'est pas nécessairement vrai. Les mesures des **échantillons à perte combinés de zinc et d'aluminium** Curlew 4 (Figure 6.15b) et Partridge 2 (Figure 6.16b) mettent en évidence cette problématique.

Dans les Figures 6.15b et 6.16b, les points verts et en noir indiquent les mesures réalisées, tel que dans le cas précédent, tandis que les points magenta représentent les pertes progressives d'aluminium. Selon le profil de pertes illustrées aux Figures 6.15a et 6.16a, la flèche noire indiquée aux Figures 6.15b et 6.16b montre respectivement la position où il y a une perte de 40% de section d'aluminium avec une couche moyenne de zinc d'épaisseur $e_{Zn} \approx 50 \mu\text{m}$ (Curlew 4), et une perte de 60% d'aluminium avec une épaisseur moyenne nulle (Partridge 2). Cela démontre que lorsque les pertes progressives d'aluminium s'ajoutent aux pertes progressives de zinc dans un même échantillon, il devient plus difficile d'identifier ces deux types de pertes dans l'abaque, car l'aluminium et le zinc présentent une sensibilité similaire à une excitation de 77 kHz. Sans connaître le profil de pertes des échantillons à l'avance, ce qui est le cas en pratique, l'affichage du nuage de points dans les abaques induirait à interpréter que l'âme de l'acier est complètement dézinguée et qu'il y a des pertes d'environ 20% de section d'aluminium, ce qui serait bien sûr un diagnostic erroné de l'état du conducteur.

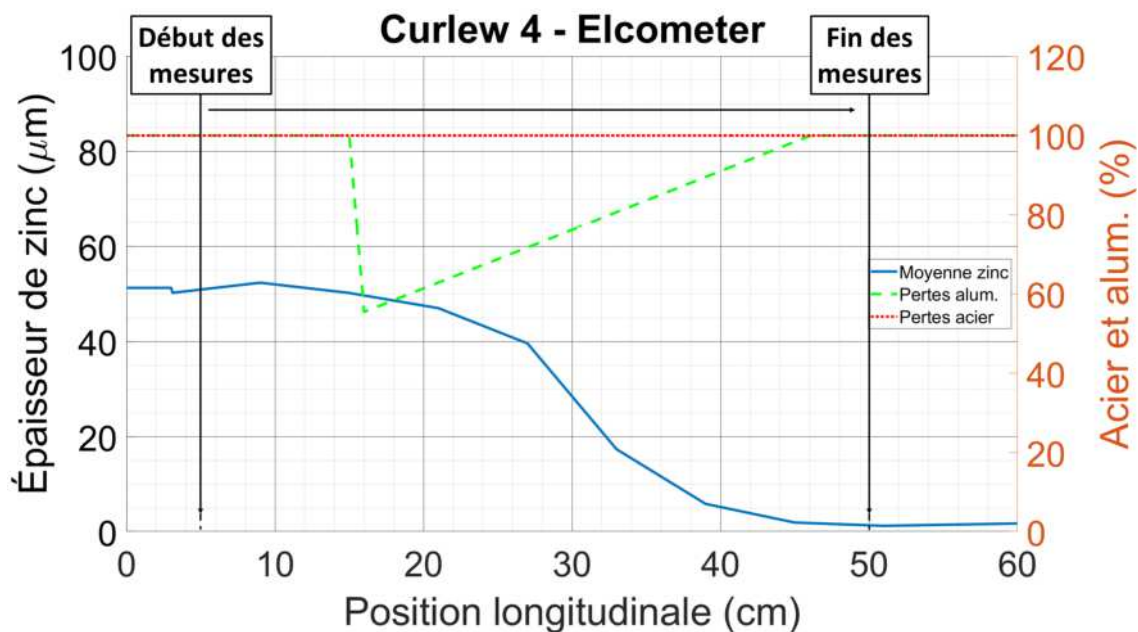


(a)

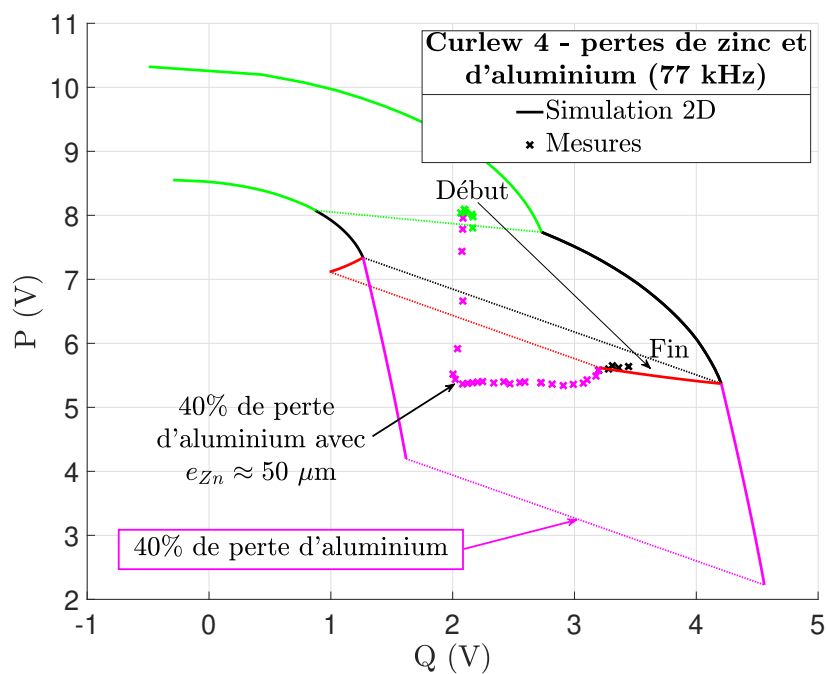


(b)

FIGURE 6.14 Échantillon Curlew 5 à perte progressive de zinc : (a) les données d'épaisseur de zinc (bleu) et pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Adapté de [94] ; (b) Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée réalisées du 5^e au 50^e centimètre de l'échantillon. Les points en vert indiquent les mesures effectuées dans la zone zinguée (sain) où l'épaisseur moyenne de zinc est de $e_{zn} \geq 20 \mu\text{m}$. Les points en noir correspondent aux mesures réalisées à partir d'une épaisseur moyenne de $e_{zn} < 20 \mu\text{m}$.

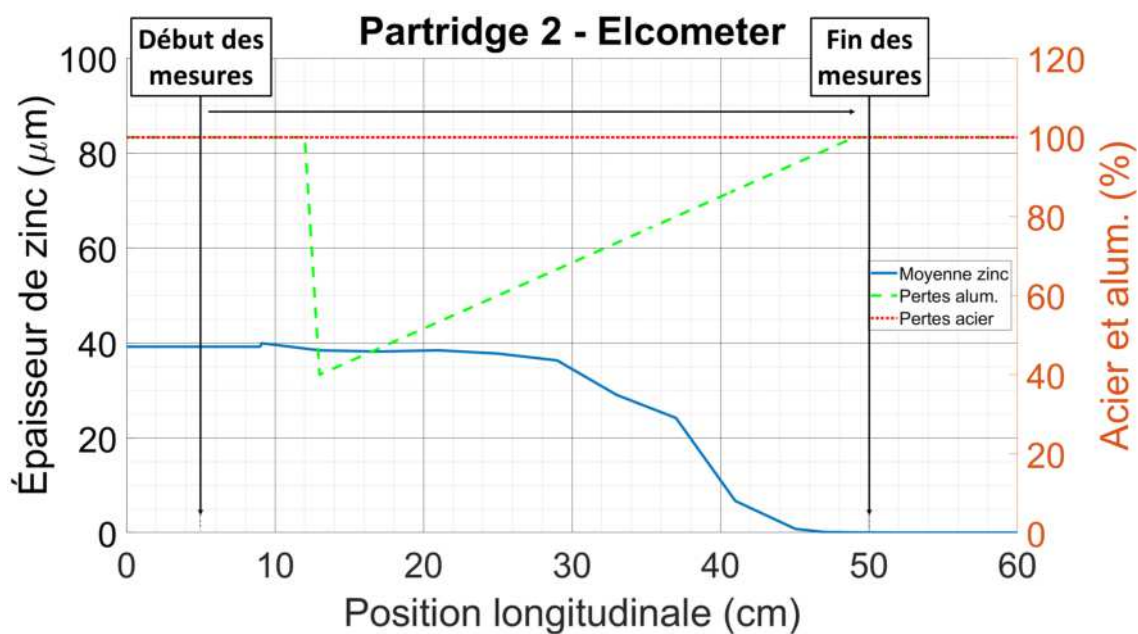


(a)

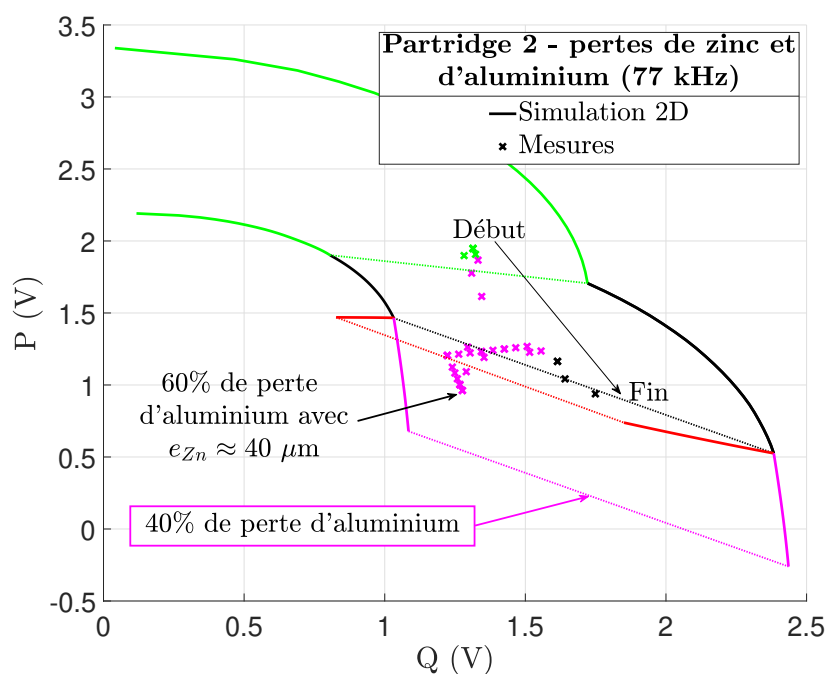


(b)

FIGURE 6.15 Échantillon Curlew 4 à pertes progressives de zinc et d'aluminium : (a) les données d'épaisseur de zinc (bleu) et pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Adapté de [94]; (b) Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée réalisées du 5^e au 50^e centimètre de l'échantillon. Les points en vert indiquent les mesures prises dans la zone zinguée, où $e_{Zn} \geq 20 \mu\text{m}$. Les mesures en magenta ont été effectuées dans la zone de pertes progressives d'aluminium. Les mesures en noir ont été réalisées dans la zone où $e_{Zn} < 20 \mu\text{m}$ (sans perte d'aluminium).



(a)

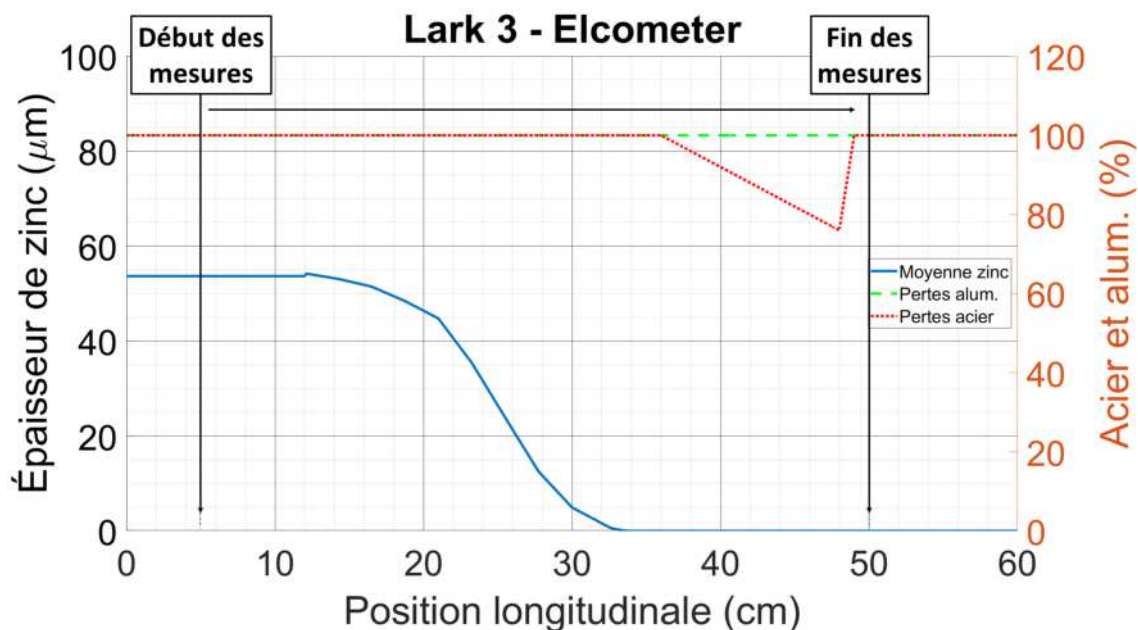


(b)

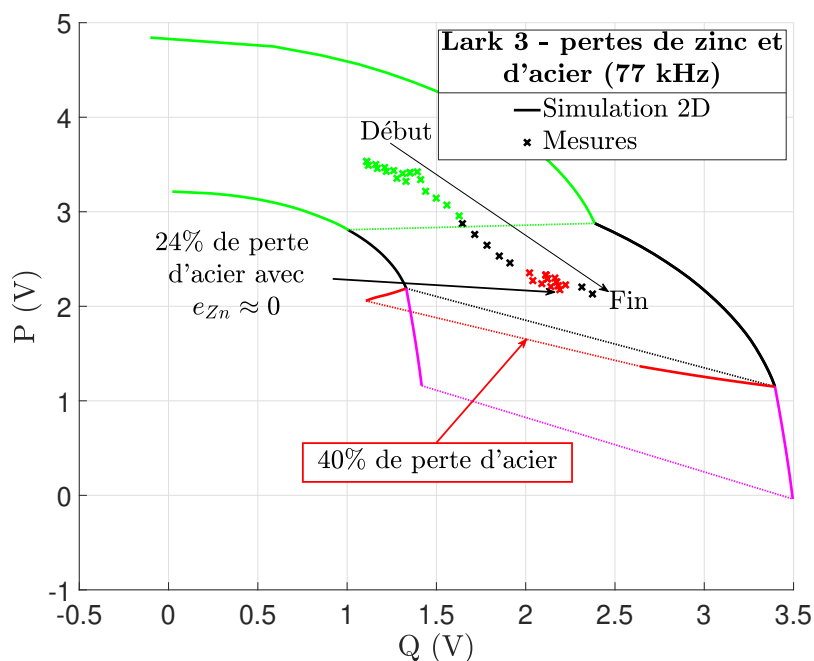
FIGURE 6.16 Échantillon Partridge 2 à pertes progressives de zinc et d'aluminium : (a) les données d'épaisseur de zinc (bleu) et pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Adapté de [94]; (b) Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée réalisées du 5^e au 50^e centimètre de l'échantillon. Les points en vert indiquent les mesures prises dans la zone zinguée, où $e_{Zn} \geq 20 \mu\text{m}$. Les mesures en magenta ont été effectuées dans la zone de pertes progressives d'aluminium. Les mesures en noir ont été réalisées dans la zone où $e_{Zn} < 20 \mu\text{m}$ (sans perte d'aluminium).

Les mesures réalisées avec **les échantillons à pertes progressives d'acier et de zinc** Lark 3 et Partridge 3 sont présentées respectivement aux Figures 6.17b et 6.18b. Les mesures en vert et en noir ont été effectuées de la même manière que dans les cas précédents, tandis que les points en rouge indiquent les mesures prises dans la zone de pertes progressives d'acier. D'après le profil de pertes de ces deux échantillons (Figures 6.17a et 6.18a), la flèche en noir présente aux Figures 6.17b et 6.18b montre la mesure effectuée à la position de perte maximale d'acier, soit 28% pour l'échantillon Lark 3 et 48% pour le Partridge 3. Il est donc clair que les pertes réelles des échantillons ne correspondent pas à ce qui est affiché dans les abaques.

Ces deux échantillons sont aussi des bons exemples pour illustrer la problématique de l'utilisation d'un abaque monofréquence. Lorsque les pertes d'acier sont combinées au dégradé de zinc, la sensibilité plus élevée du zinc à 77 kHz par rapport à celle de l'acier fait que sa réponse prédomine dans l'abaque. Ainsi, sans connaître le profil de pertes des conducteurs, l'affichage du nuage de points conduirait, comme dans le cas précédent, à un diagnostic erroné du conducteur.

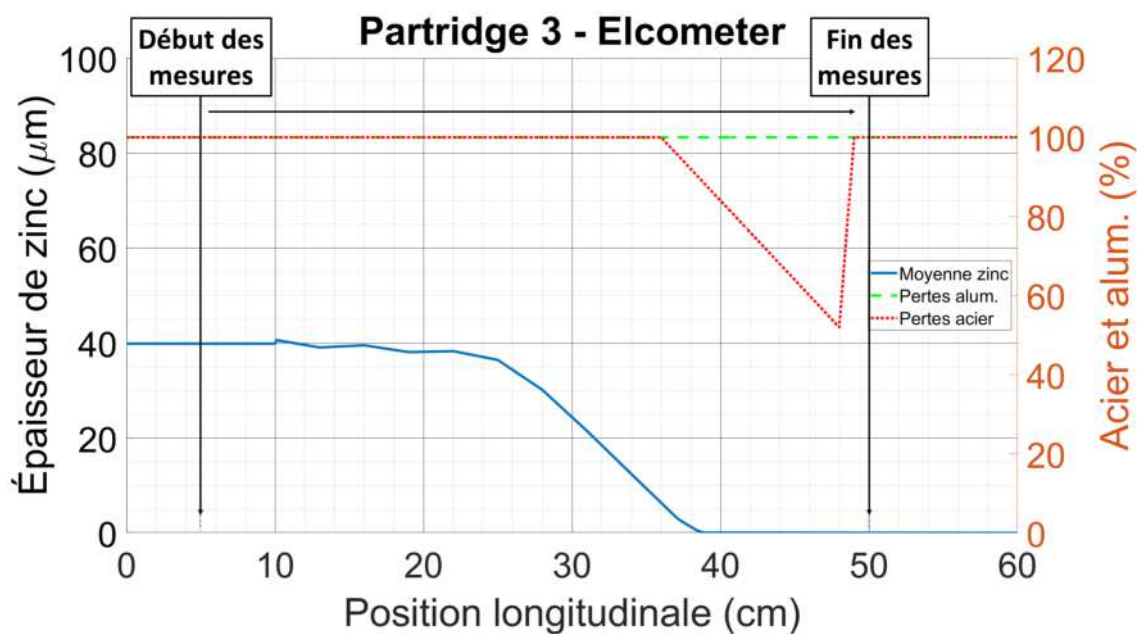


(a)

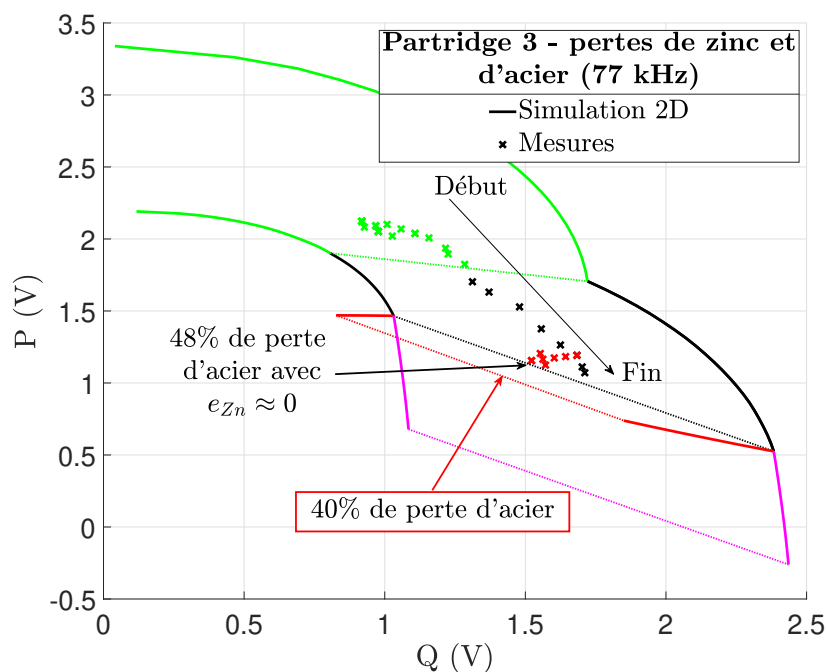


(b)

FIGURE 6.17 Échantillon Lark 3 à pertes progressives de zinc et d'acier : (a) les données d'épaisseur de zinc (bleu) et pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Adapté de [94] ; (b) Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée réalisées du 5^e au 50^e centimètre de l'échantillon. Les points en vert indiquent les mesures prises dans la zone zinguée, où $e_{zn} \geq 20 \mu\text{m}$. Les mesures en rouge ont été effectuées dans la zone de pertes progressives d'acier. Les mesures en noir ont été réalisées dans la zone où $e_{zn} < 20 \mu\text{m}$ (sans perte d'acier).



(a)



(b)

FIGURE 6.18 Échantillon Partridge 3 à pertes progressives de zinc et d'acier : (a) les données d'épaisseur de zinc (bleu) et pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Adapté de [94] ; (b) Mesures à 77 kHz avec la sonde optimisée réalisées du 5^e au 50^e centimètre de l'échantillon. Les points en vert indiquent les mesures prises dans la zone zinguée, où $e_{zn} \geq 20 \mu\text{m}$. Les mesures en rouge ont été effectuées dans la zone de pertes progressives d'acier. Les mesures en noir ont été réalisées dans la zone où $e_{zn} < 20 \mu\text{m}$ (sans perte d'acier).

6.4 Conclusions du chapitre

Dans ce chapitre nous avons présenté la méthodologie de fabrication des échantillons de tests et d'essais en laboratoire qui ont permis la validation expérimentale d'un prototype de sonde optimisée. Dans ce cas, la géométrie de la sonde sans les bobines de retour présenté au Chapitre 5 a pu être testé expérimentalement.

Les résultats expérimentaux présentés aux Figures 6.14-6.18 montrent clairement **le positionnement très précis du nuage de points de mesure dans les abaques 2D**, permettant d'**atteindre l'objectif spécifique 3**. Les mesures sont extrêmement répétables, avec des incertitudes d'ordre 0.1%. Toutefois, les Figures 6.15b, 6.16b, 6.17b et 6.18b confirment que l'utilisation d'une seule fréquence d'excitation rend difficile de séparer précisément les pertes dans le placage de zinc et dans les sections d'aluminium et d'acier, ce qui peut masquer la véritable nature du défaut.

CHAPITRE 7 MESURE MULTIFRÉQUENCE

Les Chapitres 4 et 5 ont introduit la problématique d'utilisation d'abaques à une seule fréquence pour détecter simultanément la corrosion dans la couche de zinc, dans les brins d'aluminium et d'acier. Rappelons à l'aide de la Figure 7.1 l'effet de la fréquence sur la réponse des ces trois matériaux, mettant en évidence la sensibilité aux pertes d'acier à basse fréquence (Figure 7.1a), les pertes de zinc plus sensibles aux fréquences moyennes (Figure 7.1b) et la détérioration de l'aluminium plus évidente à haute fréquence (Figure 7.1c), tel que mentionné au Chapitre 4.

Ces résultats de simulation et les résultats expérimentaux présentés au Chapitre 5 démontrent qu'à une seule fréquence, c.-à-d. 77 kHz, la fréquence actuelle du LineCore, il est difficile à séparer simultanément les trois types de perte, mais qu'il est possible tout de même d'estimer la perte de zinc en négligeant les autres pertes. C'est pour cette raison qu'une méthode multifréquence qui permettrait un diagnostic complet des conducteurs ACSR, en détectant et séparant simultanément les différentes pertes possibles, est recherchée dans le cadre du projet SMILE.

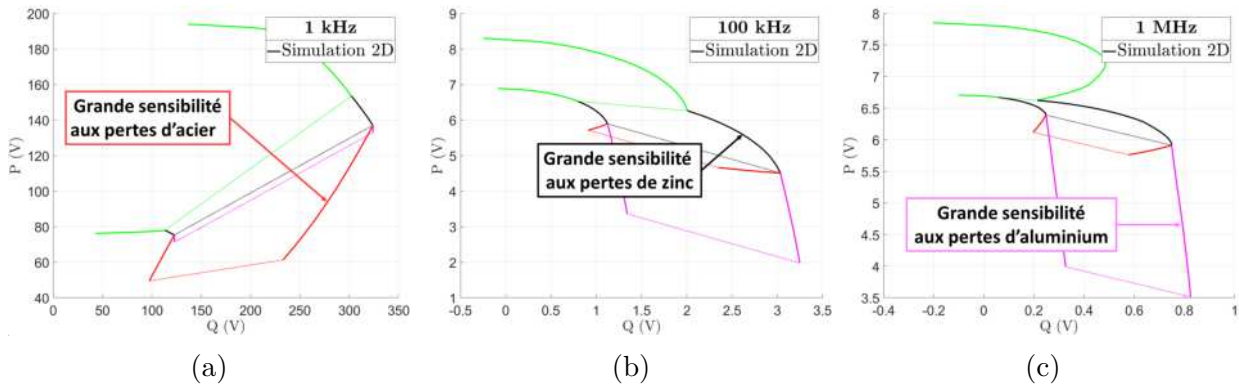


FIGURE 7.1 Réponse des matériaux constituant des conducteurs ACSR par rapport à la fréquence d'excitation de la sonde : (a) pertes d'acier plus sensibles aux basses fréquences, (b) pertes de zinc plus sensibles aux fréquences moyennes, et (c) pertes d'aluminium plus sensibles aux hautes fréquences.

7.1 Méthodologie - objectif spécifique 4

Afin de mettre au point une méthode multifréquence pour la détection simultanée des pertes de zinc, d'acier et d'aluminium, la méthodologie proposée est divisée en trois étapes, à savoir :

- (i) **Étape 1 : concevoir une courte électronique** qui permet d'alimenter les émetteurs de la sonde avec un signal multifréquence composé de signaux sinusoïdaux superposés ;
- (ii) **Étape 2 : développer une méthode de traitement de signal** qui vise à séparer les composantes du signal multifréquence capté par le récepteur de la sonde, permettant le calcul d'une impédance pour chaque composante fréquentielle ;
- (iii) **Étape 3 : proposer une méthode de calibration de la sonde** pour les mesures multifréquence, notamment pour celles à basse fréquence.

L'approche adoptée à l'**étape 1** concerne la conception d'un **circuit amplificateur de courant** qui vise à convertir un signal de tension multifréquence en entrée en un signal de courant multifréquence en sortie (conversion tension-courant). Pour ce faire, un **montage à charge flottante** en mode inverseur, tel qu'illustré à la Figure 7.2, est utilisé. Cette approche devient nécessaire lorsque la charge n'est pas directement connectée à la masse du système, comme c'est le cas de l'émetteur de la sonde, représenté à la Figure 7.2 par une inductance L . Dans une telle topologie, une résistance de mesure R_s est utilisée pour créer une tension $\bar{V}_{R_s}$ proportionnelle au courant $\bar{I}_L$ qui traverse la bobine, permettant la détection du courant de sortie $\bar{I}_L$. En conséquence, puisqu'une mesure directe en courant n'est pas possible, le courant de sortie est calculé en utilisant la valeur de R_s et la tension $\bar{V}_{R_s}$ à ses bornes.

En pratique, il est impossible d'avoir des valeurs identiques pour le courant qui circule dans la charge $\bar{I}_L$ et celui qui traverse la résistance de mesure $\bar{I}_{R_s}$, mais il est possible de quantifier le ratio et établir un **facteur de correction** k entre les deux,

$$k = \frac{\bar{I}_L}{\bar{I}_{R_s}}, \quad (7.1)$$

afin d'**asservir le courant dans la charge à une valeur souhaitée, tout en minimisant la différence relative entre ces deux valeurs de courant**. Bien que cette différence ne soit pas fondamentalement critique, il est essentiel d'en tenir compte lors de l'interprétation de la mesure. Ce sujet est détaillé à la section 7.2.

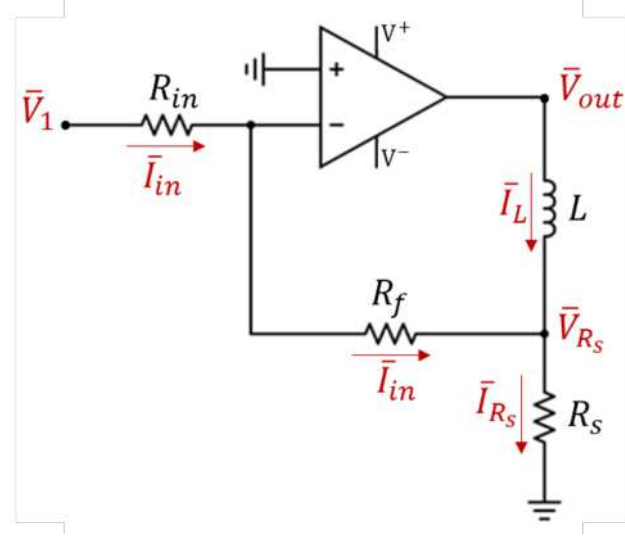


FIGURE 7.2 Schéma d'un amplificateur de conversion tension-courant pour une charge inductive flottante L , représentant l'émetteur d'une sonde à courants de Foucault. Les résistances R_{in} et R_f correspondent aux résistances d'entrée et de rétroaction de l'amplificateur en mode inverseur, tandis que la résistance R_s à la résistance de mesure.

Le circuit complet a été conçu pour permettre à un signal d'entrée basse tension d'être amplifié puis converti en un courant de sortie d'ordre de 100 mA, tel que celui du LineCore actuel. Les pièces (composants du circuit) ont été soigneusement choisies pour permettre l'utilisation de signaux variant dans une **plage de fréquences allant de 1 kHz à 1 MHz**.

Le signal de tension en entrée est produit à l'aide d'un générateur de fonctions modèle Siglent SDG6022X. Le **signal multifréquence d'entrée** est produit en respectant les trois règles suivantes, qui rendent son analyse plus simple par la suite :

- (i) la fréquence la plus basse est définie comme la fréquence fondamentale f ;
- (ii) les fréquences supérieures f_p sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, c.-à-d. $f_p = pf, \forall p \in \mathbb{Z}$;
- (iii) les amplitudes des signaux superposés sont ajustées de manière à rendre les amplitudes des signaux mesurés comparables, mais pas nécessairement inversement proportionnels à la fréquence.

À l'aide d'une carte d'acquisition NI PCI-5105 et d'un système d'acquisition NI-SCOPE/LabVIEW®, la tension $\bar{V}_{R_s}$ aux bornes de la résistance de mesure et celle mesurée par le récepteur de la sonde ($\bar{V}_r$) sont acquises et enregistrées. La Figure 7.3 montre un exemple des données brutes mesurées sur $\bar{V}_{R_s}$ et $\bar{V}_r$ à partir de l'excitation d'un signal multifréquence composée par la superposition des fréquences de 1 kHz, 100 kHz et 1 MHz.

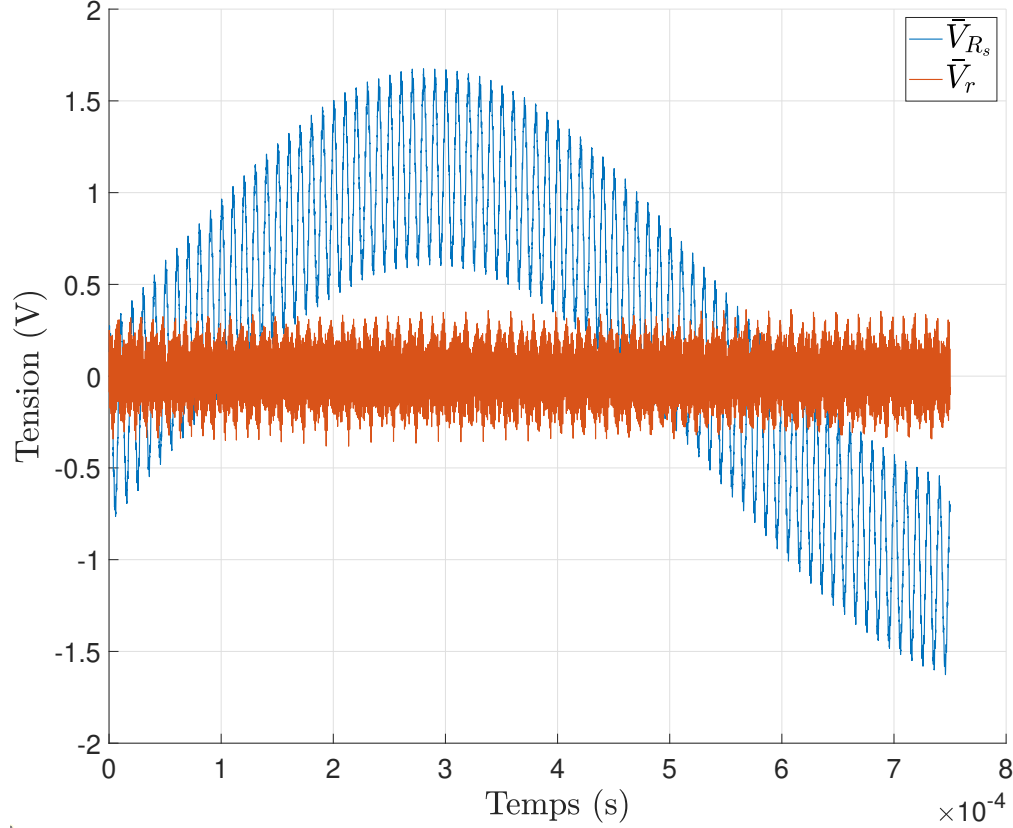


FIGURE 7.3 Exemples de signaux multifréquence mesurés, soit $\bar{V}_{R_s}$ et $\bar{V}_r$, résultant d'un signal d'excitation composé par la superposition des fréquences de 1 kHz, 100 kHz et 1 MHz.

Il existe différentes approches pour traiter et séparer les composantes d'un signal multifréquence. Cependant, une technique largement utilisée pour traiter ce genre de signal est la transformée de Fourier, en particulier la transformée de Fourier rapide (*Fast Fourier Transform* - FFT), un algorithme rapide qui calcule efficacement la transformée de Fourier discrète (*Discret Fourier Transform* - DFT) [97]. Cette approche permet de convertir un signal dans le domaine temporel en un spectre fréquentiel complexe représentant l'amplitude et la phase des différentes composantes fréquentielles présentes dans le signal.

Ainsi, **l'étape 2** de la méthodologie proposée utilise **l'application de la FFT pour isoler les différentes fréquences du signal multifréquence** de $\bar{V}_{R_s}$ et $\bar{V}_r$ à partir d'un pré-traitement des signaux bruts acquis, tel que détaillé à la section 7.4. Une fois l'amplitude et la phase de $\bar{V}_{R_s}$ et $\bar{V}_r$ déterminés pour chacune des composantes fréquentielles, le **calcul d'impédance** est réalisé en considérant le facteur de correction k (7.1), de sorte que :

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}_r}{\bar{I}_L} = \frac{\bar{V}_r}{k \frac{\bar{V}_{R_s}}{R_s}}. \quad (7.2)$$

Pour **valider les étapes 1 et 2**, des mesures de la **sonde optimisée** en présence des échantillons de test présentés au Chapitre 5 ont été réalisées. Les mesures multifréquences effectuées avec l'électronique conçue ont été comparées à celles effectuées individuellement (monofréquence) pour chacune des composantes fréquentielles. Les **mesures multifréquences et monofréquences** réalisées à l'aide de l'amplificateur de courant proposé sont **comparées aux mesures réalisées avec un analyseur d'impédance**, et les données sont affichées directement dans l'abaque 2D du conducteur.

Tel que déjà expliqué aux Chapitres 4 et 5, la calibration de la sonde est réalisée avec un étalon de calibration en aluminium (voir Figure 6.9), tel que proposée pour la solution originale de l'ancienne technologie Cormon OHLCD de *CEGB/National Grid* [10, 11]. Cette approche a donc été initialement utilisée pour des mesures dans le cadre de la méthodologie multifréquence proposée ici. Cependant, lors des analyses des données des composantes basses fréquences (soit pour une mesure multifréquence, soit pour celle monofréquence) il a été constaté que la précision de la calibration de la sonde est mauvaise due à la faible sensibilité de l'aluminium à basse fréquence, résultant à un mauvais placement du nuage de points dans l'abaque.

Ainsi, à **l'étape 3**, une **méthode hybride de calibration** de la sonde est proposée en utilisant : (a) la présente méthodologie de **calibration utilisant d'un étalon en aluminium pour les composantes fréquentielles plus hautes** et (b) une méthodologie de **calibration qui utilise un étalon en acier pour les mesures à basse fréquence**.

Rappelons que pour le cas (a), selon la méthodologie de création d'abaques présentée au Chapitre 4, le modèle d'un étalon de calibration à 54 brins d'aluminium (voir Figure 4.8) est utilisé pour la normalisation des tensions calculées dans le récepteur $\bar{V}_r$ dans le plan d'affichage P - Q afin de déterminer les tensions de sortie $\bar{V}_{PQ}$, selon le schéma-bloc illustré à la Figure 4.23. Dans ce cas, un facteur de calibration arbitraire $f_{cal} = 5.4$ V, établi dans la solution de *CEGB/National Grid* [10, 11], est utilisé pour fixer la tension de calibration de sortie à 5.4 V (c.-à-d. $\bar{V}_{PQ}^{cal} = 5.4 + j0$ V), de manière à ce que la référence de la tension de calibration se situe sur l'axe P .

Dans le cas (b), l'approche proposée utilise un étalon en acier à 7 brins (sous la forme d'une âme) réalisé à l'aide des tiges d'acier 12L14 de diamètre 1/8" (3.18 mm), comme le montre la Figure 7.6. Cette nouvelle approche impose toutefois des **adaptations dans la méthodologie de création des abaques à basse fréquence**, tel qu'indiqué ci-dessous :

- (i) création du **modèle de l'étalon en acier**, tel qu'illustré à la Figure 7.5, en utilisant les propriétés physiques de l'acier 12L14 de perméabilité relative $\mu_{r_{Ac}} = 105$ et de conductivité électrique $\sigma_{r_{Ac}} = 6.34$ MS/m, tel que présenté au Tableau 6.1.

(ii) **correction du facteur de calibration** à $f_{cal} = -j5.4$ V, afin de fixer la tension de calibration de sortie à $\bar{V}_{PQ}^{cal} = 0 - j5.4$ V, de manière à ce qu'à basse fréquence, la référence de la tension de calibration se situe sur l'axe Q . En raison de la réponse en quadrature de l'acier, cette nouvelle méthode de calibration impose une rotation dans l'abaque si le facteur reste à $f_{cal} = 5.4$ V, comme le montre la Figure 7.6a. L'adaptation de f_{cal} permet donc de conserver la position habituelle de l'abaque, comme le montre la Figure 7.6b. La suite de la conversion au plan P - Q se fait de manière identique à ce qui a été présenté au Chapitre 4.

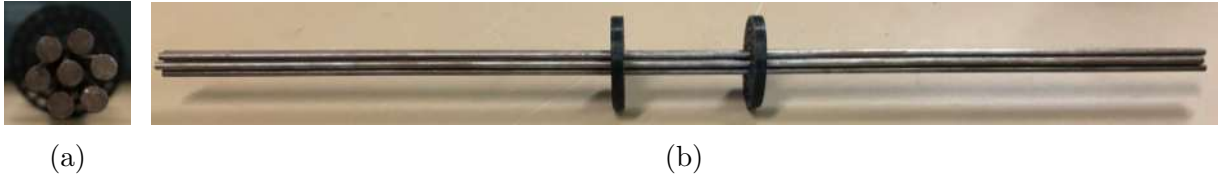


FIGURE 7.4 Étalon de calibration à 7 brins d'acier 12L14 : (a) vue de face et (b) vue de côté.

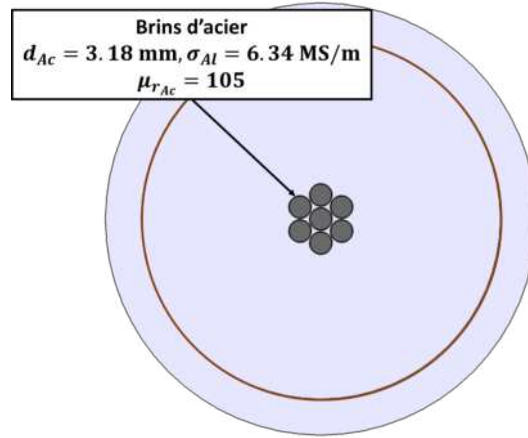


FIGURE 7.5 Modèle 2D de l'étalon en acier proposé pour la calibration de la sonde à basse fréquence. L'étalon est composé par 7 brins de diamètre 1/8" (3.18 mm) sous la forme d'une âme de perméabilité relative $\mu_{r_{Ac}} = 105$ et de conductivité électrique $\sigma_{r_{Ac}} = 6.34$ MS/m, selon les propriétés physiques de l'acier 12L14 présentées au Tableau 6.1.

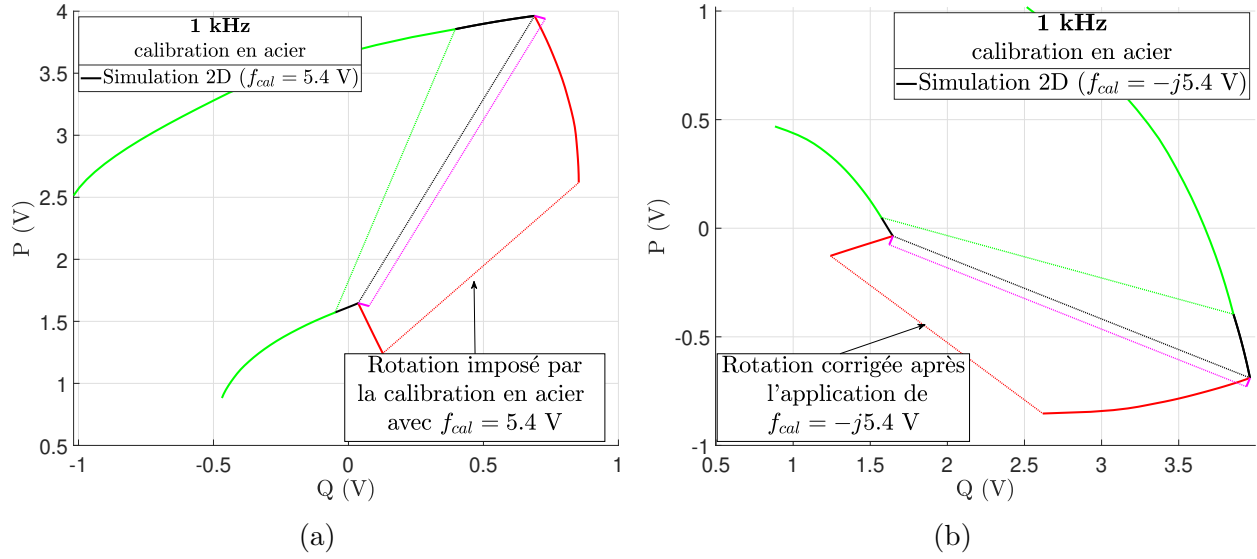


FIGURE 7.6 Abaques 2D réalisés en utilisant le modèle de l'étalon à 7 brins d'acier à deux valeurs du facteur de calibration, soit : (a) $f_{cal} = 5.4$ V (adopté dans [10, 11]) et (b) $f_{cal} = -j5.4$ V. La correction du facteur de calibration à $f_{cal} = -j5.4$ V est nécessaire pour fixer la tension de calibration sur l'axe Q ($\bar{V}_{PQ}^{cal} = 0 - j5.4$ V) afin de corriger la rotation dans l'abaque imposée par la calibration avec un échantillon d'acier.

7.2 Électronique pour l'excitation multifréquence

7.2.1 Théorie : convertisseur tension-courant pour une charge flottante

Différence relative entre le courant sur la charge et le courant mesuré

Considérons le schéma de conversion tension-courant illustré à La Figure 7.2. En appliquant la loi de Kirchhoff au nœud $\bar{V}_{R_s}$, nous avons :

$$\bar{I}_L = \bar{I}_{R_s} - \bar{I}_{in}, \quad (7.3)$$

où le courant $\bar{I}_{in}$ qui traverse les résistances R_{in} et R_f est donné par

$$\bar{I}_{in} = \frac{\bar{V}_1}{R_{in}}. \quad (7.4)$$

Puisque l'amplificateur est mode inverseur, la tension aux bornes de la résistance de mesure $\bar{V}_{R_s}$ est

$$\bar{V}_{R_s} = -\bar{V}_1 \left(\frac{R_f}{R_{in}} \right), \quad (7.5)$$

et par conséquent, le courant $\bar{I}_{R_s}$ devient

$$\bar{I}_{R_s} = \frac{\bar{V}_{R_s}}{R_s} = -\left(\frac{\bar{V}_1}{R_s}\right)\left(\frac{R_f}{R_{in}}\right). \quad (7.6)$$

En substituant les expressions (7.4) et (7.6) dans l'équation (7.3), nous avons

$$\bar{I}_L = -\left(\frac{\bar{V}_1}{R_s}\right)\left(\frac{R_f}{R_{in}}\right) - \frac{\bar{V}_1}{R_{in}} = -\frac{\bar{V}_1}{R_s}\left(\frac{R_f + R_s}{R_{in}}\right). \quad (7.7)$$

Si l'on choisit $R_{in} = R_f$ pour d'avoir un gain -1 en sortie de l'amplificateur, l'équation (7.7) peut être réécrite comme

$$\bar{I}_L = -\frac{\bar{V}_1}{R_s}\left(1 + \frac{R_s}{R_{in}}\right). \quad (7.8)$$

Dans ce cas, en combinant les équations (7.1) et (7.8), le facteur de correction k devient

$$k = \left(1 + \frac{R_s}{R_{in}}\right), \quad (7.9)$$

ce qui permet d'écrire $\bar{I}_L$ en fonction de $\bar{I}_{R_s}$:

$$\bar{I}_L = k\bar{I}_{R_s} = k\frac{\bar{V}_{R_s}}{R_s}. \quad (7.10)$$

Il est important de noter que l'équation (7.10) **est valable uniquement lorsque les tensions $\bar{V}_1$ et $\bar{V}_{R_s}$ sont en phase, ce qui assure que courants $\bar{I}_L$ et $\bar{I}_{R_s}$ sont en phase.** Par conséquent, $\bar{I}_L = \bar{I}_{R_s} - \bar{I}_{in}$ sont alors nécessairement en phase.

Afin de **minimiser la différence relative** entre ces deux courants (en supposant que $R_{in} = R_f$), il faut donc choisir $R_s \ll R_{in}$.

Tension requise en sortie

En plus de quantifier la différence relative entre les courants réel et mesuré, il est crucial de déterminer la valeur maximale de la tension requise en sortie de l'amplificateur de courant $\bar{V}_{out}$.

D'après la Figure 7.2, la tension $\bar{V}_{out}$ est définie par

$$\bar{V}_{out} = \bar{I}_L \bar{Z}_L + \bar{I}_{R_s} R_s, \quad (7.11)$$

où $\bar{Z}_L = j\omega L$. En substituant les équations (7.7) et (7.6) dans (7.11), nous avons :

$$\bar{V}_{out} = -\frac{\bar{V}_1}{R_s} \left(\frac{R_f + R_s}{R_{in}} \right) (j\omega L) - \left(\frac{\bar{V}_1}{R_s} \right) \left(\frac{R_f}{R_{in}} \right) R_s. \quad (7.12)$$

Toujours en supposant que $R_{in} = R_f$, l'équation (7.12) se simplifie ainsi :

$$\bar{V}_{out} = -\frac{\bar{V}_1}{R_s} \left(1 + \frac{R_s}{R_{in}} \right) (j\omega L) - \left(\frac{\bar{V}_1}{R_s} \right) R_s,$$

et puisque $\left(1 + \frac{R_s}{R_{in}} \right) = k$,

$$\bar{V}_{out} = -\frac{\bar{V}_1}{R_s} (jk\omega L) - \bar{V}_1, \quad (7.13)$$

la tension de sortie devient :

$$\bar{V}_{out} = -\bar{V}_1 \left(1 + \frac{jk\omega L}{R_s} \right). \quad (7.14)$$

Si $R_s \ll R_{in}$, et par conséquent $k \approx 1$, la valeur absolue de la tension requise en sortie peut être calculée par

$$|\bar{V}_{out}| = |\bar{V}_1| \sqrt{\left[1 + \left(\frac{k\omega L}{R_s} \right)^2 \right]}. \quad (7.15)$$

Les valeurs typiques de k et $|\bar{V}_{out}|$ pour le circuit proposé sont présentées à la sous-section suivante.

7.2.2 L'amplificateur de courant proposé

Circuit de test

La Figure 7.7 présente le schéma simplifié de la première version du circuit de détection multifréquence à trois étages proposé, à savoir : (i) l'étage 1 (en vert) pour l'affichage du signal d'entrée (détails ci-dessous) et pour la compensation de l'impédance de sortie de la source, (ii) l'étage 2 (en orange) pour l'amplification du signal de tension d'entrée, et (iii) l'étage 3 (en bleu), qui est le convertisseur tension-courant. La description de chacun des étages est présentée ci-dessous.

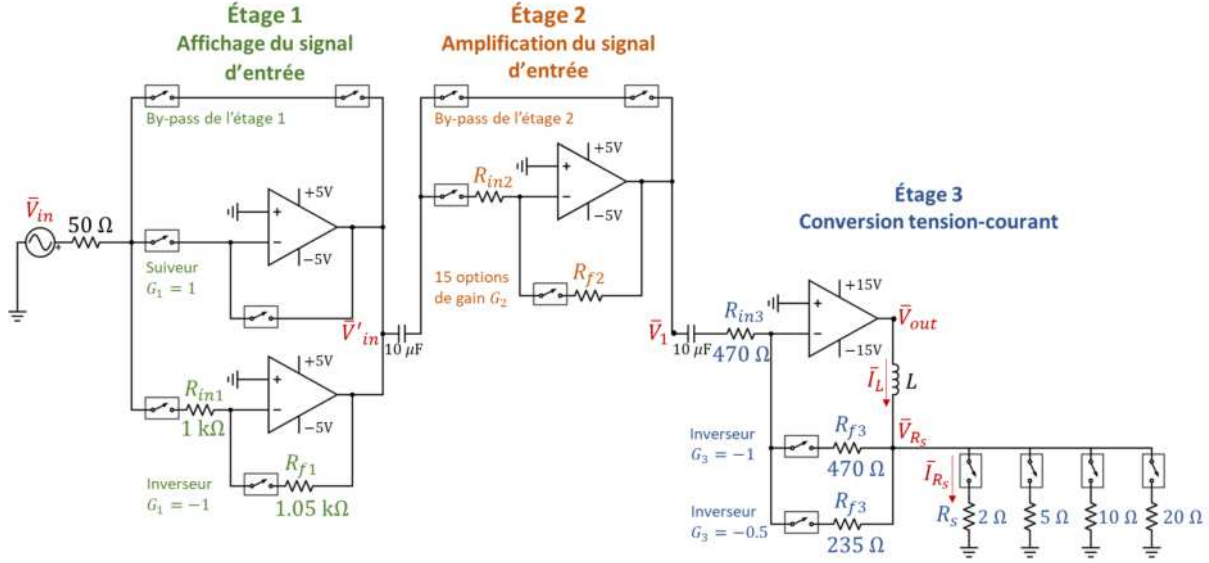


FIGURE 7.7 Schéma simplifié du circuit de détection multifréquence à trois étages proposé. L'étage 1 permet l'affichage du signal d'entrée et la compensation de l'impédance de sortie du générateur de fonctions. L'étage 2 effectue l'amplification du signal de tension fourni en entrée. La conversion tension-courant a lieu à l'étage 3.

Durant les premiers tests réalisés sur une plaque d'essai (*breadboard*) en utilisant uniquement les étages 2 et 3, il était impossible d'afficher sur l'oscilloscope le signal $\bar{V}_{in}$ provenant de la source (possiblement une interférence entre le circuit et le montage expérimental, mais cela reste encore un mystère). Toutefois, l'affichage $\bar{V}_{in}$ était nécessaire pour permettre de comparer le déphasage entre les signaux à l'entrée du circuit et en sortie de l'étage d'amplification de tension ($\bar{V}_1$) dû à la variation de la fréquence d'excitation. Afin de résoudre cet inconvénient, l'étage 1 a été intégré au circuit.

L'idée initiale de **l'étage 1** consistait à utiliser un amplificateur suiveur afin de répliquer le signal d'entrée $\bar{V}_{in}$ en sortie de l'étage ($\bar{V}'_{in} = \bar{V}_{in}$), entraînant par conséquent un gain G_1 unitaire à l'étage 1. Cependant, le signal en sortie du suiveur présentait un niveau de bruit excessif. Afin de corriger cet inconvénient, une nouvelle configuration de l'étage 1 a été réalisée à l'aide d'un amplificateur inverseur. En plus de la stabilité, ce montage en mode inverseur permet également de compenser l'impédance de sortie de 50Ω du générateur fonctions, de sorte que la tension en sortie de l'étage 1 est donnée par :

$$\bar{V}'_{in} = -\left(\frac{50 + R_{in1}}{R_{in1}}\right)\bar{V}_{in}, \quad (7.16)$$

$\bar{V}'_{in}$ étant en opposition de phase avec la tension d'entrée $\bar{V}_{in}$. Dans ce cas, les valeurs choi-

sies pour les résistances d'entrée et de rétroaction étaient respectivement $R_{in1} = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_{f1} = 1 \text{ k}\Omega + 50 \text{ }\Omega$. Par conséquent, le gain G_1 à l'étage 1 en mode inverseur est donc :

$$G_1 = \frac{\bar{V}'_{in}}{\bar{V}_{in}} = -\frac{R_{f1}}{R_{in1}} = -1, \quad (7.17)$$

Actuellement, le LineCore est excité à partir d'un signal sinusoïdal d'environ 5 mV qui est ensuite amplifié de façon à produire un courant de 100 mA qui aliment les bobines émettrices de la sonde. Pour cette raison, un étage d'amplification de tension du signal d'entrée a été intégré au circuit proposé. **L'étage 2**, montré à la Figure 7.7, est responsable de l'amplification de $\bar{V}'_{in}$ à une tension $\bar{V}_1$ à l'aide d'un amplificateur inverseur. Comme dans le cas précédent, la tension amplifiée en sortie de l'étage 2 est donnée par

$$\bar{V}_1 = -\frac{R_{f2}}{R_{in2}} \bar{V}'_{in}, \quad (7.18)$$

ce qui permet de calculer le gain en tension au deuxième étage,

$$G_2 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_{in}} = -\frac{R_{f2}}{R_{in2}}. \quad (7.19)$$

Afin de donner plus de flexibilité aux tests, l'étage 2 a été réalisée avec différentes valeurs de résistance d'entrée R_{in2} et de résistance de rétroaction R_{f2} , offrant 15 options de gain G_2 .

La conversion tension-courant a lieu à l'étage 3. L'amplificateur de courant a été également réalisé en mode inverseur. La résistance d'entrée a été fixée à $R_{in3} = 470 \text{ }\Omega$. Deux options de résistance de rétroaction ont été intégrées au circuit soit $R_{f3} = 470 \text{ }\Omega$ et $R_{f3} = 235 \text{ }\Omega$ ($470 \text{ }\Omega \parallel 470 \text{ }\Omega$), de sorte que le gain de tension au troisième étage,

$$G_3 = \frac{\bar{V}_{R_s}}{\bar{V}_1} = -\frac{R_{f3}}{R_{in3}}, \quad (7.20)$$

peut être soit $G_3 = -1$ soit $G_3 = -0.5$, selon le choix de R_{f3} . Afin de déterminer la valeur de R_s qui minimise la différence relative entre les courants $\bar{I}_L$ et $\bar{I}_{R_s}$, selon l'équation (7.10), quatre options de résistances de mesure sont proposées : $R_s = 2, 5, 10, 20 \text{ }\Omega$. À noter qu'il est possible d'envoyer la tension d'entrée à l'étage 3 en contournant les étages 1 et 2, tel qu'illustré à la Figure 7.7.

En réalité, le schéma de la Figure 7.7 ne représente qu'une partie du circuit réalisé sur circuit imprimé. Les étages 1 et 2 ont été répliqués deux fois, permettant la possibilité d'introduction de trois signaux AC d'entrée séparés, tel qu'illustré à la Figure 7.8. Dans ce cas, un montage

sommeur inverseur est réalisé à l'étage 3 pour l'addition des signaux en entrée de cet étage (au nœud $\bar{V}_1$), permettant ainsi d'obtenir un courant multifréquence en sortie.

La Figure 7.9 montre le schéma du circuit imprimé de test conçu, réalisé à l'aide du logiciel KiCad [98]. Il s'agit d'un circuit imprimé à deux couches, dont les traces de signaux et d'alimentation DC sont sur la première couche (en rouge), tandis qu'un plan de masse commun aux trois étages est situé à la deuxième couche (en bleu). Les circuits des étages 1 et 2 ont été réalisés à l'aide du circuit intégré LT1222IS8#PBF [99], qui est un amplificateur opérationnel rapide de bande passante de 500 MHz et gain 10 stable sans compensation. La conversion tension-courant est réalisée avec un amplificateur opérationnel rapide THS3122CDDA [100] (128 MHz de bande passante et courant maximal de 450 mA) à l'étage 3. Il convient de préciser que ce circuit intégré possède un *pad* thermique pour dissiper la chaleur sur le plan de masse à travers de multiples *vias*. Il est recommandé par le fabricant que le *solder mask* recouvre une partie du *pad*.

L'alimentation DC des amplificateurs à l'étage 1 et 2 se fait à l'aide d'une source DC et des régulateurs de tension ± 5 V, tandis que l'amplificateur à l'étage 3 est alimenté directement par la tension ± 15 V fournie par la source. Des condensateurs de découplage de $10 \mu\text{F}$ sont utilisés pour éliminer toute tension DC qui pourrait provenir des étages précédents.

Afin de respecter les limites de puissance des résistances et le courant maximal en sortie de l'étage 3 (450 mA), le Tableau 7.1 présente la tension maximale d'entrée $\bar{V}_{in}^{max}$ en fonction des gains G_2 et G_3 choisis à l'étage 2 et 3, ainsi que de R_s .

TABLEAU 7.1 Tension maximale d'entrée ($\bar{V}_{in}^{max}$)

R_s [Ω]	V_{in}^{max}
2	$1/(G_2 G_3)$
5	$2.5/(G_2 G_3)$
≥ 10	$5/(G_2 G_3)$

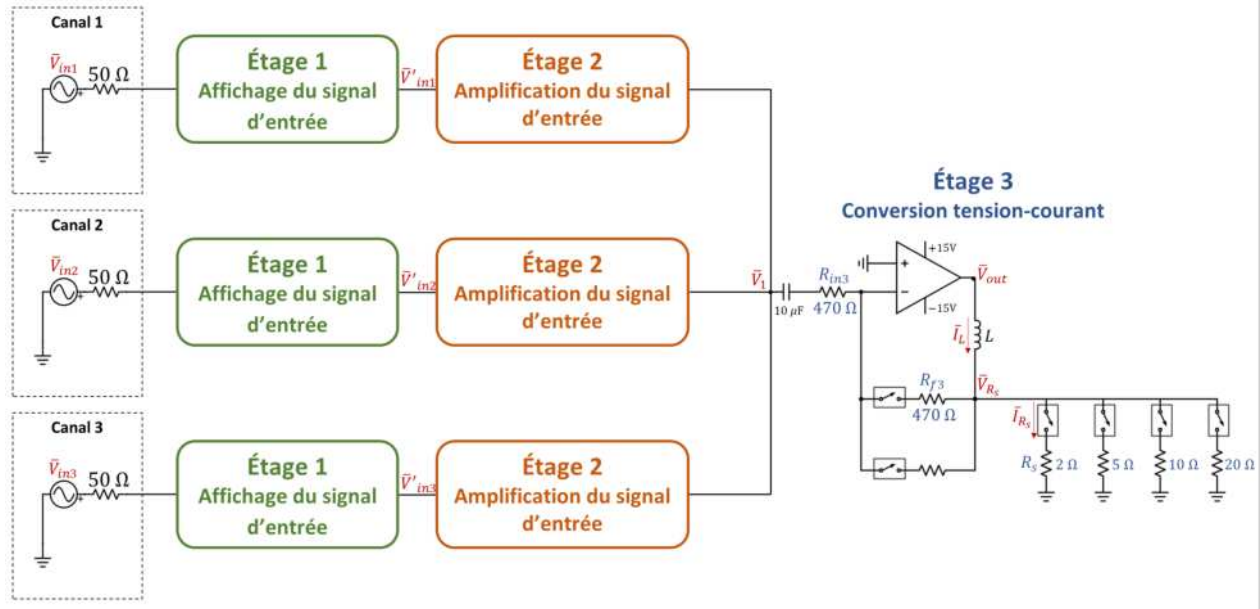


FIGURE 7.8 Schéma complet de la source de courant multifréquence à trois étages et trois canaux d'entrée proposée pour faire nos premiers tests en laboratoire. Un montage sommateur inverseur à l'étage 3 permet l'addition des signaux AC des trois canaux d'excitation afin d'obtenir un courant multifréquence en sortie.

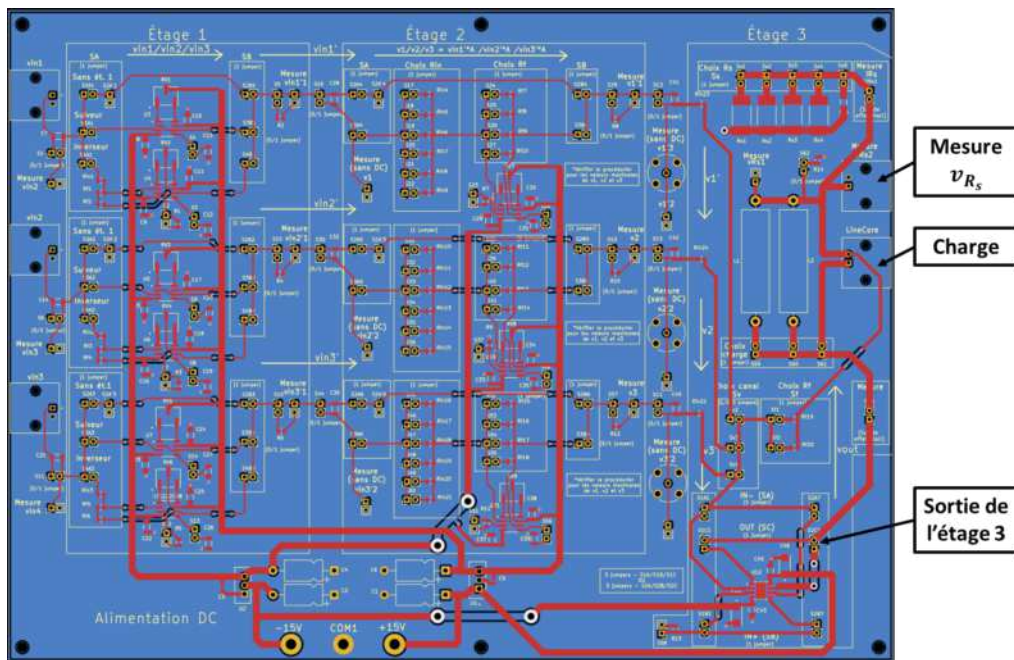


FIGURE 7.9 Schéma de la première version du circuit amplificateur de courant sur circuit imprimé, réalisé à deux couches : la première étant dédiée à la trace du signal et de l'alimentation DC (en rouge) et la seconde au plan de masse. Détails montrant la sortie de l'étape 3, le point de connexion de charge (émetteur de sonde) et le point de mesure de la tension $\bar{V}_{R_s}$.

Le circuit a été minutieusement testé et les résultats ont démontré qu'une résistance de mesure de $R_s = 5 \Omega$ permet d'obtenir une erreur relative suffisamment faible entre $\bar{I}_L$ et $\bar{I}_{R_s}$, tout en respectant la limite maximale de courant de l'amplificateur à l'étage 3. Puisque $R_{in3} = R_{f3}$, l'équation (7.9) permet de calculer le facteur de correction k des courants $\bar{I}_L$ et $\bar{I}_{R_s}$ lorsque $R_s = 5 \Omega$, de sorte que :

$$k \Big|_{R_s=5 \Omega} = \left(1 + \frac{5}{470}\right) = 1.01. \quad (7.21)$$

Par conséquent, selon l'équation (7.10), le courant circulant dans la bobine devient

$$\bar{I}_L \Big|_{R_s=5 \Omega} = 1.01 \bar{I}_{R_s}. \quad (7.22)$$

À l'aide de l'analyseur d'impédance de modèle HP 4192A LF et d'un programme LabVIEW®, la réponse en fréquence des bobines émettrices du prototype optimisé a été caractérisée, permettant de déterminer l'inductance de l'émetteur $L = 3.631 \mu\text{H}$. Ainsi, d'après l'équation (7.15), la norme de la tension $\bar{V}_{out}$ requise en sortie pour la sonde optimisée lorsque $R_s = 5 \Omega$ devient :

$$|\bar{V}_{out}| \Big|_{R_s=5 \Omega} = |\bar{V}_1| \sqrt{1 + 21.24 \times 10^{-12} f^2}. \quad (7.23)$$

Alors, si un signal de $3.5 V_{pp}$ est appliqué au nœud $\bar{V}_1$ (générant, par conséquent, un courant $I_{R_s} \approx 247.5 \text{ mA}_{RMS}$) à une fréquence $f = 100 \text{ kHz}$, la tension requise en sortie est $V_{out} = 3.85 V_{pp}$.

Note : Il a été vérifié que l'amplificateur (THS3122CDDA) au troisième étage sature à un courant d'environ 87% de son courant maximum établi dans la fiche technique. Il n'est donc pas recommandé que le signal multifréquence à l'entrée de l'étage 3 (au nœud $\bar{V}_1$) dépasse une tension de $4 V_{pp}$ lorsque $R_s = 5 \Omega$. Les tests ont également révélé l'existence de déphasages indésirables entre la tension $\bar{V}_1$ à l'entrée de l'étage 3 et la tension $\bar{V}_{R_s}$, ainsi qu'entre $\bar{V}_{R_s}$ et $\bar{I}_{R_s}$, à des fréquences supérieures à 500 kHz, ce qui réduit la précision du calcul final d'impédance. En conséquence, des mesures haute fréquence n'étaient pas correctement positionnées dans l'abaque. L'hypothèse pour expliquer de telles différences de phase repose sur la présence d'une boucle inductive formée sur le circuit imprimé en raison du long trajet entre la sortie de l'amplificateur de courant de l'étage 3 et le point de mesure de $\bar{V}_{R_s}$, comme le montre la Figure 7.9.

Circuit final

Afin de contourner l'inconvénient mentionné ci-dessus, une version révisée et considérablement plus compacte du circuit a été développée, comme illustré dans la Figure 7.10. Cette nouvelle configuration se limite à un seul canal d'excitation, de sorte que le signal multifréquence en entrée $\bar{V}_{in}$ doit être préalablement programmé sur le générateur de fonctions.

L'étage 1 est réduit à un seul amplificateur LT1222IS8#PBF en mode inverseur (gain $G_1 = -1$), permettant de compenser l'impédance de sortie de $50\ \Omega$ du générateur de fonctions. L'étage 2 dispose d'un seul amplificateur inverseur avec un gain $G_2 = -50$ ($R_{in2} = 20\ \Omega$ et $R_{f2} = 1\ \text{k}\Omega$), également réalisé à l'aide d'un amplificateur LT1222IS8#PBF. Le contournement des étages 1 et 2 est toujours possible.

Pour réduire les boucles inductives à la sortie de l'étage 3, le nouveau circuit imprimé illustré à la Figure 7.11a a été conçu à 4 couches. Cette approche a permis de consacrer l'une des couches pour passer des traces de retour exactement en dessous de la couche où passe la trace du signal de sortie de l'étage 3, qui va vers le point de connexion des émetteurs de la sonde, tel qu'indiqué par le cercle blanc à la Figure 7.11b. Le plan de masse (situé maintenant sur la quatrième couche) a été sectionné afin d'isoler l'étage 3 pour aider à contrôler les chemins de retour du signal, notamment à haute fréquence, et aussi pour améliorer la dissipation de chaleur de l'amplificateur THS3122CDDA. Comme dans la première version, le gain à l'étage 3 peut être $G_3 = -1$ ou $G_3 = -0.5$, selon le choix de R_{f3} ($470\ \Omega$ ou $470\ \Omega \parallel 470\ \Omega$).

Puisque la résistance de détection est fixée à $R_s = 5\ \Omega$ dans cette nouvelle configuration, le facteur de correction k reste égal à 1.01 (7.21).

De nouveaux tests effectués ont confirmé que cette nouvelle approche de conception du circuit imprimé a pu éliminer pratiquement tout le déphasage entre les tensions $\bar{V}_1$ et $\bar{V}_{R_s}$, ainsi qu'entre $\bar{V}_{R_s}$ et $\bar{I}_{R_s}$, à haute fréquence.

Note importante : dans cette version finale du circuit imprimé, la surface circulaire du *pad* des *vias* localisés dans le *pad* thermique de l'amplificateur THS3122CDDA a été réduite pour des questions de coût de fabrication. Par conséquent, le circuit intégré chauffe davantage par rapport à la première version du circuit imprimé, entraînant une limite en courant à environ 76.5% du courant maximal toléré par l'amplificateur. Par conséquent, l'amplitude du signal multifréquence au nœud V_1 ne doit pas dépasser $3.5 V_{pp}$. Pour une conception future, il serait recommandé que le trou des *vias* dans le *pad* ait un diamètre d'au moins 0.3 mm (au lieu du 0.25 mm actuellement utilisé).

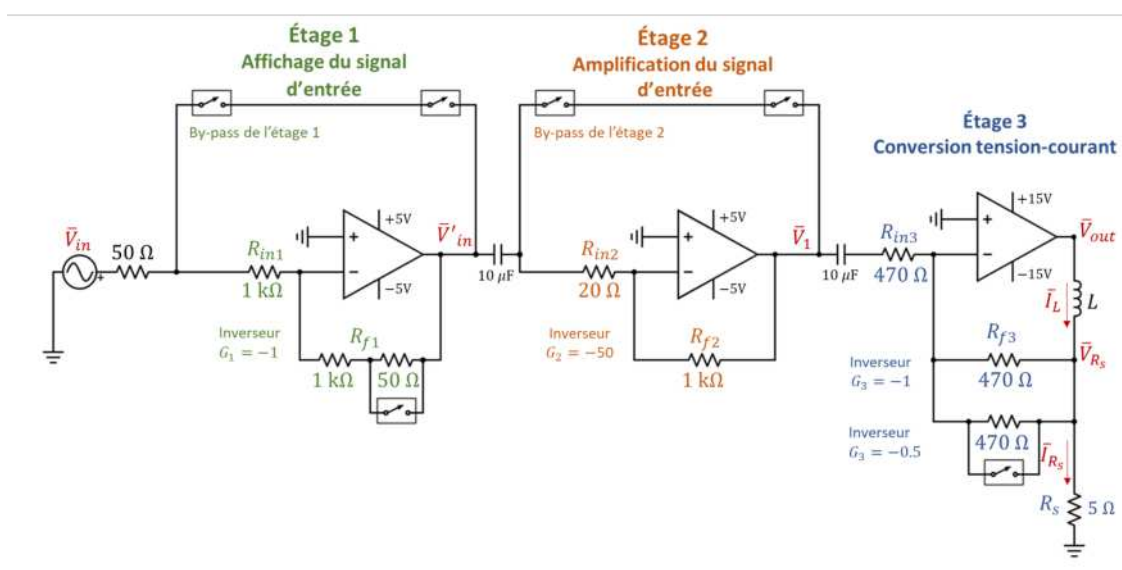
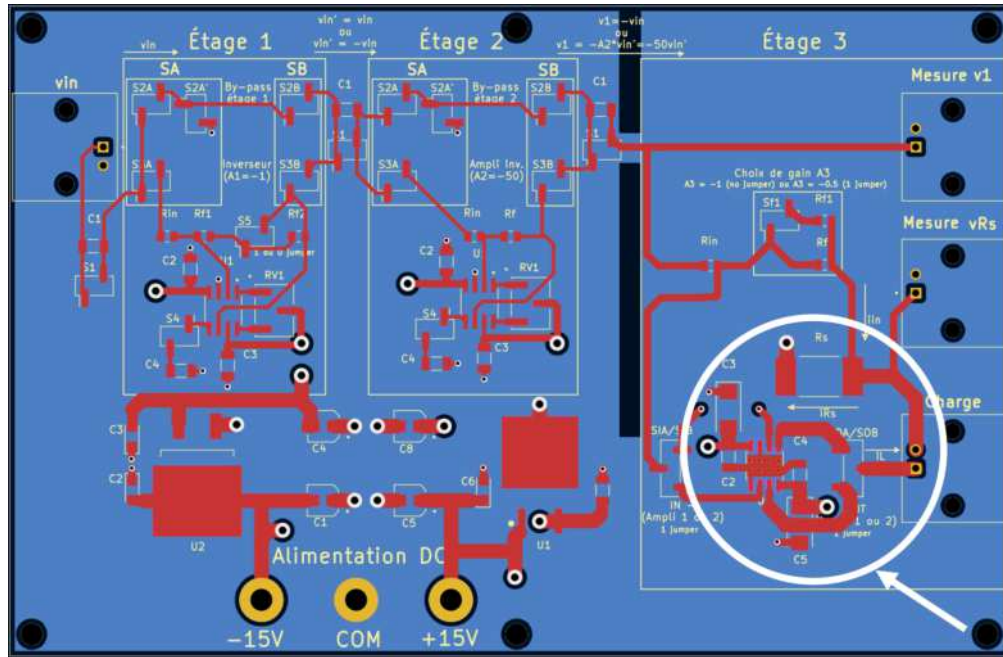
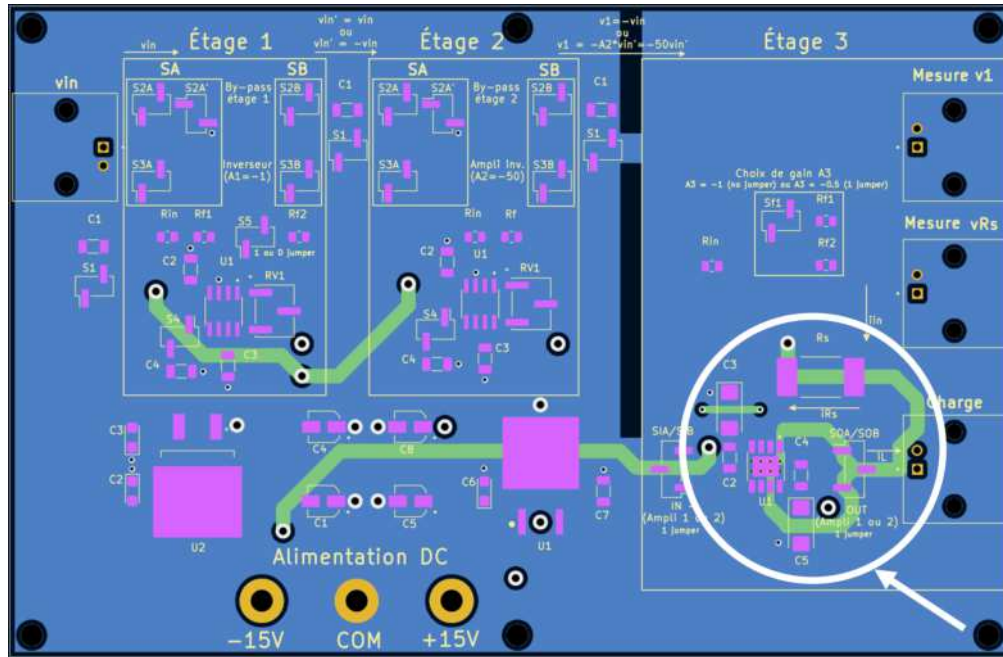


FIGURE 7.10 Schéma complet de la version finale du circuit d'amplification de courant. Dans cette nouvelle configuration, il n'y a qu'un seul canal d'excitation AC, ce qui nécessite que le signal $\bar{V}_{in}$ à l'entrée soit déjà un signal multifréquence.



(a)



(b)

FIGURE 7.11 Schéma de la version finale du circuit amplificateur de courant sur circuit imprimé : (a) image montrant les traces de signal (en rouge), réalisées sur la première couche, et le plan de masse sectionné (en bleu), réalisé sur la quatrième couche. Détail de la trace du signal en sortie de l'étage 3 (indiqué par le cercle blanc à droite) ; (b) image montrant l'alimentation DC négative et les traces de retour sur l'étage 3 (en vert), sur la deuxième couche. Détail de la trace de retour (indiquée par le cercle blanc à droite) passant directement en dessous de la trace du signal de sortie de l'étage 3, qui va à la charge et à la résistance de mesure. Cette technique est utilisée pour réduire tout couplage magnétique en sortie de l'étage 3.

7.3 Montage expérimental multifréquence et caractérisation des échantillons de test

Dans le contexte de la version finale du circuit imprimé, le signal multifréquence d'entrée $\bar{V}_{in}$ peut être programmé et envoyé directement au générateur de fonctions l'aide du *toolbox* d'instrumentation et contrôle de Matlab® [101], ou à l'aide d'une application telle que *EasyWave* [102]. La Figure 7.12 illustre un exemple de signal d'entrée $\bar{V}_{in}$, composé de trois fréquences superposées, qui a été soumis au générateur de fonctions. Dans ce cas, la fréquence fondamentale du signal est de 5 kHz, tandis que les autres signaux additionnés sont de 100 kHz et 1 MHz. Il est important de noter que l'amplitude de chaque signal individuel doit être choisie de manière à ce que l'amplitude du signal multifréquence, c.-à-d. la somme des amplitudes, reste conforme aux limites définies pour l'amplificateur de l'étage 3, selon les recommandations présentées dans la section précédente.

La Figure 7.13 illustre le montage expérimental qui permet la réalisation des mesures (multifréquence et monofréquence) avec l'électronique conçue. Le signal d'entrée $\bar{V}_{in}$, préalablement programmé dans le générateur, est transmis à l'amplificateur de courant, qui est connecté à l'émetteur de la sonde. Une carte d'acquisition NI PCI-5105 à taux d'échantillonnage de 60 MS/s est utilisée pour acquérir la tension mesurée aux bornes de la résistance de mesure ($\bar{V}_{R_s}$) et la tension mesurée par le récepteur ($\bar{V}_{rr}$). Une source DC de ± 15 V fournit la tension d'alimentation aux composants actifs du circuit.

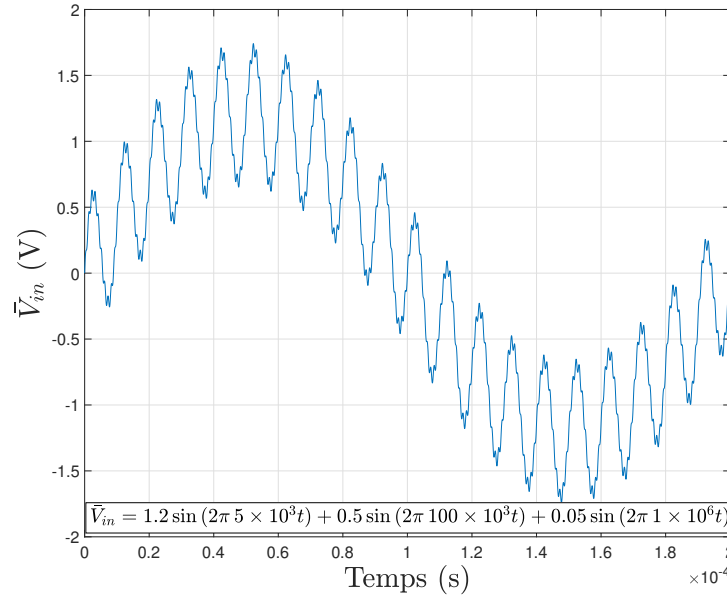


FIGURE 7.12 Exemple de signal d'entrée $\bar{V}_{in}$ multifréquence programmé et envoyé au générateur de fonctions.

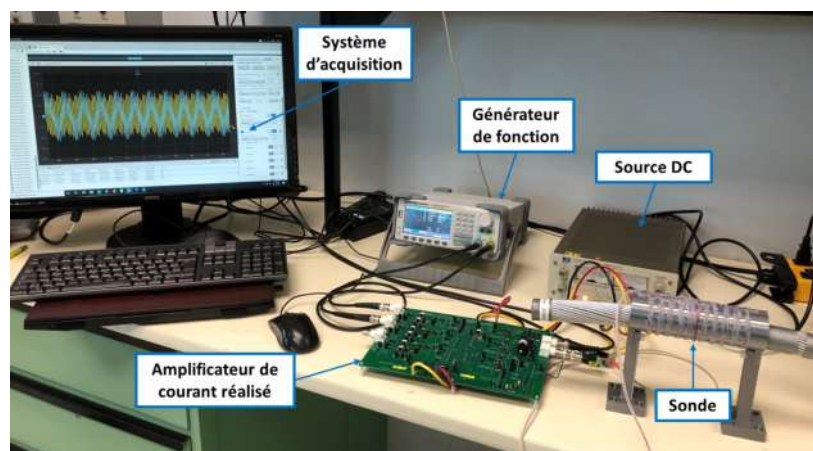


FIGURE 7.13 Montage expérimental pour des mesures multifréquences et monofréquences effectuées avec l'amplificateur de courant.

Les échantillons présentés au chapitre précédent sont utilisés pour la validation de la méthodologie proposée.

La caractérisation des échantillons se fait en trois étapes. Dans un premier moment l'échantillon est mesuré avec l'amplificateur de courant à partir d'un signal multifréquence à deux ou trois fréquences. Ensuite, les signaux qui composent le signal multifréquence sont individuellement envoyés et mesurés avec l'amplificateur de courant, ce qui permet une comparaison directe entre la mesure multifréquence et celles à monofréquence. Précisons que la mesure monofréquence utilise la même valeur d'amplitude que la composante de fréquence correspondante du signal multifréquence. Afin de garantir que ces deux types de mesures sont effectuées exactement au même endroit sur le conducteur, **la mesure multifréquence et la mesure monofréquence** d'un conducteur (dans le cas des échantillons d'Hydro-Québec) ou d'un point précis choisi le long du conducteur (dans le cas des échantillons dégradés) **sont réalisées successivement, sans déplacer le conducteur à l'intérieur de la sonde** entre deux mesures.

Dans la troisième étape de caractérisation, le montage de mesure d'impédance présenté au Chapitre 5 (Figure 6.2) est utilisé pour mesurer individuellement chaque composante fréquentielle du signal multifréquence, dans le but de comparer les mesures monofréquence effectuées à l'aide d'un analyseur d'impédance commercial avec les mesures multifréquences et monofréquence effectuées avec l'électronique conçue. Dans ce cas, l'analyseur d'impédance HP 4192A LF est utilisé pour réaliser les mesures monofréquence sur les composants haute fréquence, tandis que l'analyseur Fluke PM6306 est employé pour les mesures monofréquence à basse fréquence (question de précision de l'appareil), comme le montre la Figure 7.14.

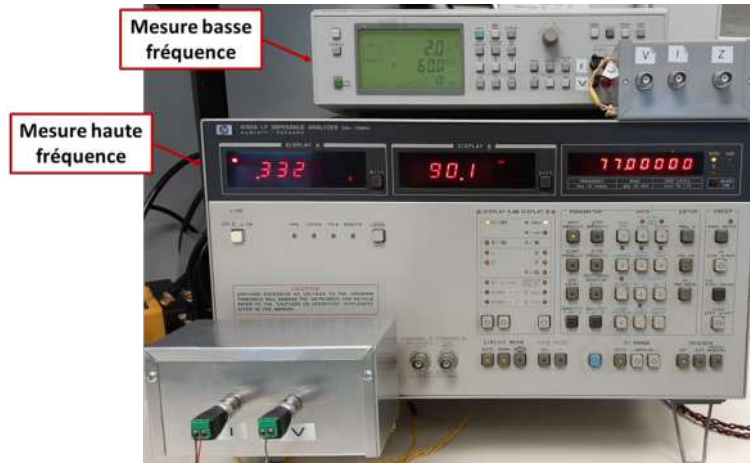


FIGURE 7.14 Analyseurs d'impédance utilisés pour effectuer les mesures monofréquences. En haut, l'analyseur d'impédance Fluke PM6306 utilisé pour les mesures monofréquences à basse fréquence. En bas, l'analyseur d'impédance HP 4192A LF employé pour mesurer les composantes haute fréquence. Les mesures monofréquence réalisées avec les analyseurs d'impédance sont comparées aux mesures multifréquences et monofréquences réalisées avec l'amplificateur de courant conçu.

Il convient de préciser que **la calibration** de la sonde est réalisée **exclusivement à partir des mesures monofréquence** de la sonde à vide et en présence des étalons en aluminium (haute fréquence) et en acier (basse fréquence), ce qui signifie que **les mesures multifréquence sont calibrées à partir du signal de calibration monofréquence** mesuré pour chaque composante fréquentielle du signal multifréquence évalué.

7.4 Traitement des signaux et calcul d'impédance

Initialement, les données brutes $\bar{V}_r$ et $\bar{V}_{R_s}$ (multifréquence et monofréquence) acquises sont traitées selon la méthode décrite ci-dessous :

- (i) **Ajustement des courbes (*curve fitting*)** : les signaux bruts en régime temporel sont d'abord ajustés de manière à ce que le vecteur de temps Δt commence au point zéro. La fonction *lsqcurvefit* du Toolbox *Curve fitting* [103] de Matlab® est ensuite utilisée afin d'ajuster une fonction mathématique sinusoïdale aux données du signal brut $\bar{V}_{R_s}$ (moins bruité) pour obtenir les paramètres optimaux (amplitude, fréquence et phase) qui correspondent le mieux au signal. Cela permet de déterminer la fréquence f (et donc la période) de la fréquence fondamentale (la plus basse lors d'une mesure multifréquence).
- (ii) **Moyennage et troncature des signaux en régime temporel** : une fois la fré-

quence fondamentale déterminée, le nombre total de points sur chaque période complète $N = \frac{1}{\Delta t f}$ des signaux bruts $\bar{V}_r$ et $\bar{V}_{R_s}$ sont comptés. Pour obtenir une seule période représentative de l'ensemble des signaux, on calcule la moyenne des périodes complètes pour chacun des N points. Les deux signaux sont enfin tronqués avec le soin de ne pas considérer le dernier point de la période, c.-à-d. les signaux $\bar{V}_{R_s}$ et $\bar{V}_r$ sont tronqués à $N - 1$ points afin d'éviter des discontinuités ou des biais potentiels dans l'analyse fréquentielle. La Figure 7.15 illustre un exemple de signal $\bar{V}_{R_s}$ multifréquence (1 kHz, 100 kHz et 1 MHz) ajusté et tronqué à la fréquence fondamentale. Notons que les étapes d'ajustement, de moyennage et de troncature sont également effectuées pour le signal monofréquence individuellement mesuré pour chacune des composantes du signal multifréquence évalué.

- (iii) **Calcul de la FFT** : la FFT est appliquée pour convertir $\bar{V}_r$ et $\bar{V}_{R_s}$ moyennés et tronqués dans le domaine temporel dans le domaine fréquentiel, permettant de déterminer l'amplitude et la phase des différentes composantes harmoniques de fréquence présentes dans les deux signaux.
- (iv) **Séparation des harmoniques de fréquence** : dans cette dernière étape, les pics des fréquences dominantes, c.-à-d. celles d'amplitudes plus élevées, sont déterminés, permettant d'identifier les fréquences qui constituent le signal multifréquence original. Les pics dominants sont déterminés à l'aide de la fonction *findpeaks* de Matlab®. À titre d'exemple, la Figure 7.16 montre le spectre d'un signal multifréquence (1 kHz, 100 kHz et 1 MHz) et les amplitudes normalisées (par rapport à l'amplitude du signal à la fréquence fondamentale) de $\bar{V}_{R_s}$ (Figure 7.16a) et de $\bar{V}_r$ (Figure 7.16b).

Une fois les signaux séparés, nous procédons au calcul de $\bar{Z}$ à partir des valeurs d'amplitude et de phase de $\bar{V}_r$ et de $\bar{V}_{R_s}$ obtenues par intermède de la FFT. D'après l'équation (7.2), puisque $R_s = 5 \Omega$ et $k = 1.01$ (équation (7.21)), l'impédance vue par la bobine de réception est calculée par :

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}_r}{1.01 \frac{\bar{V}_{R_s}}{5}}, \quad (7.24)$$

Cette impédance est donc calculée pour chaque fréquence du signal à chaque point de mesure (dans le cas d'échantillons dégradés) ou état du conducteur (dans le cas d'échantillons d'Hydro-Québec).

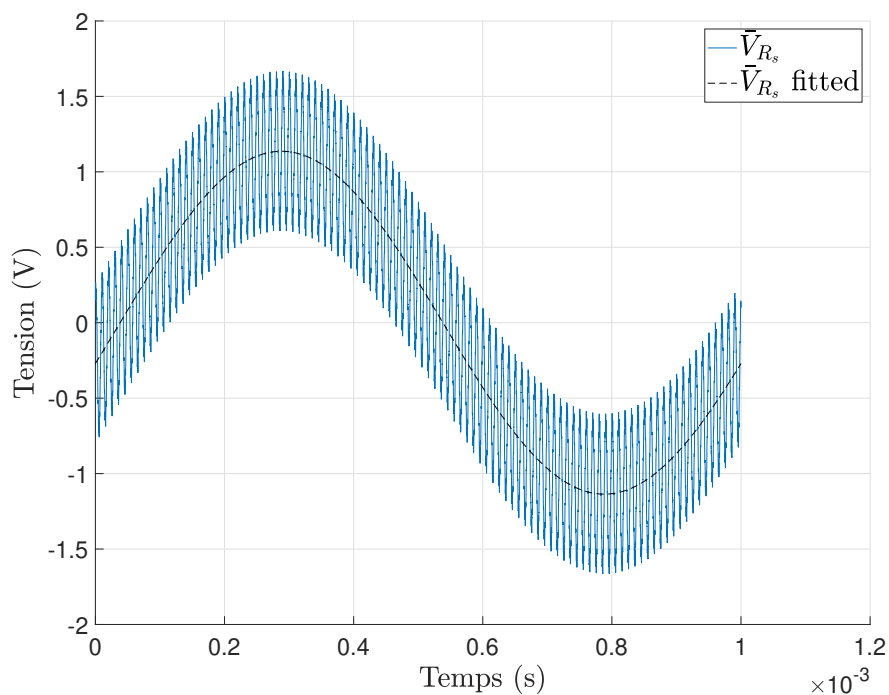
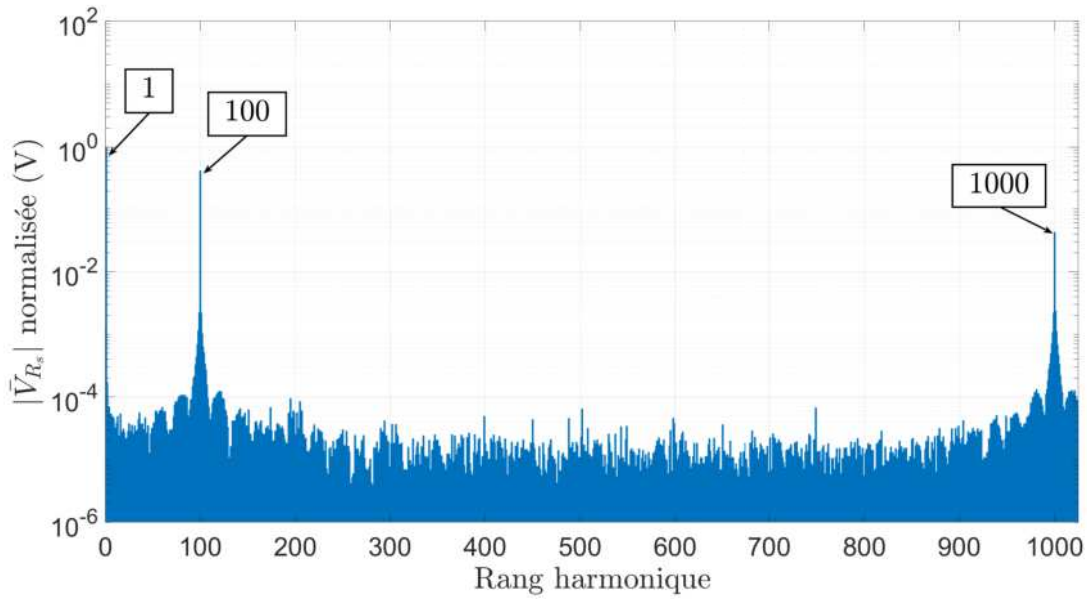
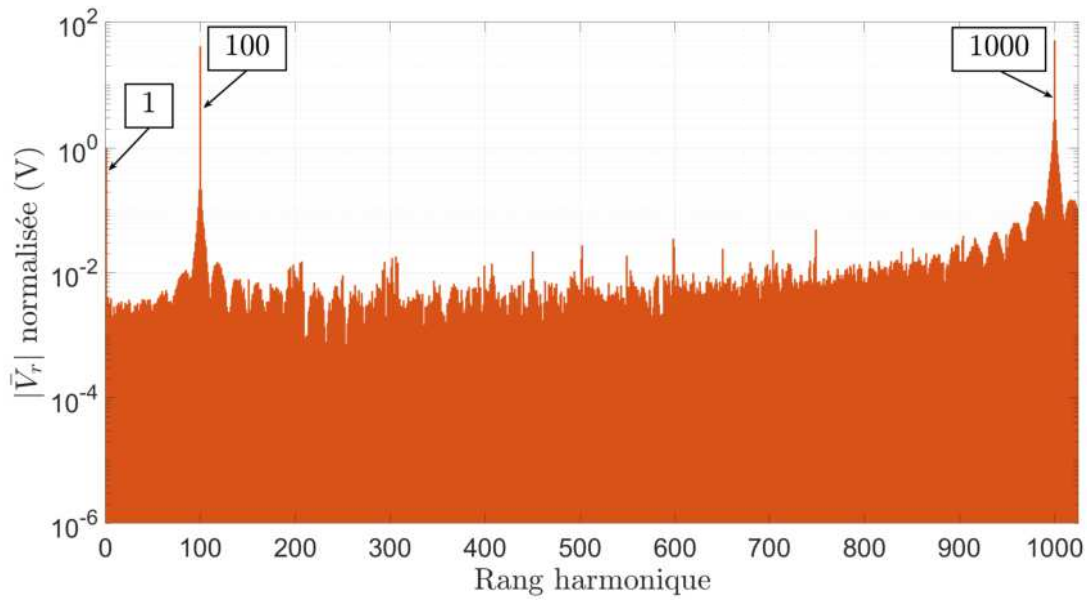


FIGURE 7.15 Exemple de signal multifréquence (1 kHz, 100 kHz et 1 MHz) ajusté (*fitted*) et tronqué sur une période de la fréquence fondamentale (la plus basse). L'ajustement vise à déterminer la valeur de la période de la fréquence fondamentale du signal acquis. Les N points qui constituent des périodes complètes des signaux bruts $\bar{V}_r$ et $\bar{V}_{R_s}$ sont moyennés afin de réduire les signaux à une seule période. Les signaux sont ensuite tronqués à $N - 1$ points. Les étapes d'ajustement, de moyennage et de troncature sont également effectuées pour la mesure monofréquence.



(a)



(b)

FIGURE 7.16 Spectre d'un signal multifréquence (1 kHz, 100 kHz et 1 MHz) obtenu par FFT pour (a) $\bar{V}_{R_s}$ et (b) $\bar{V}_r$. Pour faciliter la visualisation des pics, les amplitudes sont normalisées à l'amplitude du signal à la fréquence fondamentale. Les pics montrent clairement la fréquence fondamentale à la position 1 du rang harmonique, ainsi que les deux autres harmoniques aux positions 100 et 1000.

7.5 Validation expérimentale et analyse multifréquence

L'analyse multifréquence de la réponse du prototype de la sonde optimisée (voir Figure 6.1) est présentée dans ce qui suit. Bien que la méthodologie proposée ait été évaluée avec différentes combinaisons de signaux, les résultats exposés dans cette section se concentrent sur les essais réalisés avec trois types de signaux multifréquences (désignés « signal 1 », « signal 2 » et « signal 3 » ci-dessous) en utilisant la version finale de l'amplificateur de courant avec l'étage 2 contourné.

Les signaux 1 et 2 ont été générés en utilisant une forme d'onde à trois fréquences, respectivement [5 kHz, 100 kHz, 1 MHz] et [1 kHz, 100 kHz, 1 MHz], tandis qu'une forme d'onde à deux fréquences avec [1 kHz, 100 kHz] a été utilisée pour le signal 3. Les expressions mathématiques de ces trois signaux sont décrites ci-dessous :

$$\textbf{Signal 1 : } \bar{V}_{in} = 1.2 \sin(2\pi 5 10^3 t) + 0.5 \sin(2\pi 100 10^3 t) + 0.05 \sin(2\pi 1 10^6 t), \quad (7.25)$$

$$\textbf{Signal 2 : } \bar{V}_{in} = 1.2 \sin(2\pi 1 10^3 t) + 0.5 \sin(2\pi 100 10^3 t) + 0.05 \sin(2\pi 1 10^6 t), \quad (7.26)$$

$$\textbf{Signal 3 : } \bar{V}_{in} = 1.5 \sin(2\pi 1 10^3 t) + 0.5 \sin(2\pi 100 10^3 t). \quad (7.27)$$

Le Tableau 7.2 montre la profondeur de pénétration (2.7) à chacune des fréquences ci-dessus, calculée sur la base des paramètres présentés dans le Tableau 4.2.

Le positionnement des échantillons d'Hydro-Québec (Figures 6.3 et 6.4) à l'intérieur de la sonde pour la prise de mesure se fait tel que décrit au Chapitre 5. Dans le cas spécifique des échantillons dégradés, deux échantillons ont été choisis, et les mesures ont été effectuées en 4 positions le long du conducteur. Pour faciliter la compréhension du lecteur, les points de mesure sont présentés directement sur le profil de pertes des échantillons avec leurs respectives mesures.

TABLEAU 7.2 Profondeur de pénétration approximative des matériaux pour les fréquences évaluées.

Fréquence	Profondeur de pénétration (mm)		
	Acier	Aluminium	Zinc
1 kHz	1.0	2.6	4.0
5 kHz	0.45	1.2	1.8
100 kHz	0.10	0.26	0.39
1 MHz	0.03	0.08	0.12

Les données sont affichées dans les abaques 2D (à $\mu_{r-Ac} = 28$ et 50) des composantes respectives de fréquence du signal d'excitation, permettant de comparer les mesures réalisées avec le circuit conçu (multifréquence et monofréquence) et avec l'analyseur d'impédance. Notons que pour la composante basse fréquence, les données sont affichées en considérant d'abord la calibration avec l'étalon en aluminium, puis avec l'étalon en acier. À haute fréquence, la calibration est uniquement réalisée avec l'étalon en aluminium.

7.5.1 Mesures avec les échantillons de test d'Hydro-Québec

Analysons premièrement la réponse des **échantillons d'Hydro-Québec**, présentés aux Figures 7.17 et 7.18. La Figure 7.17 montre la réponse des échantillons des conducteurs ACSR Zebra à partir de l'excitation de la sonde avec le signal 1 (l'équation (7.25)). À la Figure 7.18, les points de mesure des échantillons du conducteur ACSR Lark ayant le signal 2 (l'équation (7.26)) comme signal d'entrée sont présentés. Rappelons les états mesurés pour ces deux conducteurs, soit : (i) sain (en vert), (ii) dézingué (en noir), (iii) pertes d'aluminium (en magenta), (iv) pertes d'acier et d'aluminium (en mauve), tel que illustré aux Figures 6.3 et 6.4.

Pour les deux conducteurs, les mesures à **100 kHz** (Figures 7.17a et 7.18a) sont très similaires à celles à 77 kHz présentées au Chapitre 5 (voir Figures 6.12 et 6.13).

À **1 MHz** (Figures 7.17b et 7.18b), les mesures de l'échantillon aux pertes combinées d'acier et d'aluminium sont orientées sur l'axe P en raison de la faible sensibilité de l'acier à haute fréquence. Notons que dans le cas du conducteur ACSR Zebra (Figure 7.17b), la différence entre la perméabilité relative adoptée en simulation et celle du conducteur devient encore plus prononcée en haute fréquence, de sorte que le nuage de points se situe plus à droite de la limite à $\mu_{r-Ac} = 50$.

L'effet de calibration est mis en évidence aux Figures 7.17c, 7.17d, 7.18c et 7.18d. À basse fréquence, il est attendu que la réponse du zinc et de l'aluminium soit difficile à identifier, notamment à 1 kHz.

À **5 kHz**, la calibration avec un échantillon d'aluminium montré à la Figure 7.17c semble bien fonctionner à première vue. Cependant, avec un regard plus précis, nous observons les mesures de l'échantillon aux pertes combinées d'acier ($\approx 15\%$ de perte) et d'aluminium ($\approx 15\%$ de perte) semblent être surestimées, car elles se situent vers la fin de la bande de corrosion d'acier (représentant 40% de perte) de l'abaque. En réalisant la calibration avec l'étalon en acier, comme le montre la Figure 7.17d, la surestimation de la perte d'acier précédemment vérifiée semble être corrigée, de sorte que les points de mesure de l'échantillon à perte combinée

se situent à une position dans la bande de corrosion de l'acier qui se rapproche de son pourcentage de perte réel, malgré un léger décalage dans les mesures des autres échantillons à droite de l'abaque.

À **1 kHz**, la calibration avec un échantillon d'aluminium (Figure 7.18c) ne fonctionne clairement pas correctement, car il est pratiquement impossible de distinguer les pertes dans l'abaque. En contrepartie, lors d'une calibration avec un échantillon d'acier (Figure 7.18d), les points mesurés tombent vers leurs positions correctes dans l'abaque, notamment la mesure à perte combinée d'acier et d'aluminium (en mauve), qui suit désormais l'orientation de la bande de perte d'acier. La calibration avec un échantillon d'acier s'avère donc cruciale pour le diagnostic à basse fréquence, comme le montre la Figure 7.18d.

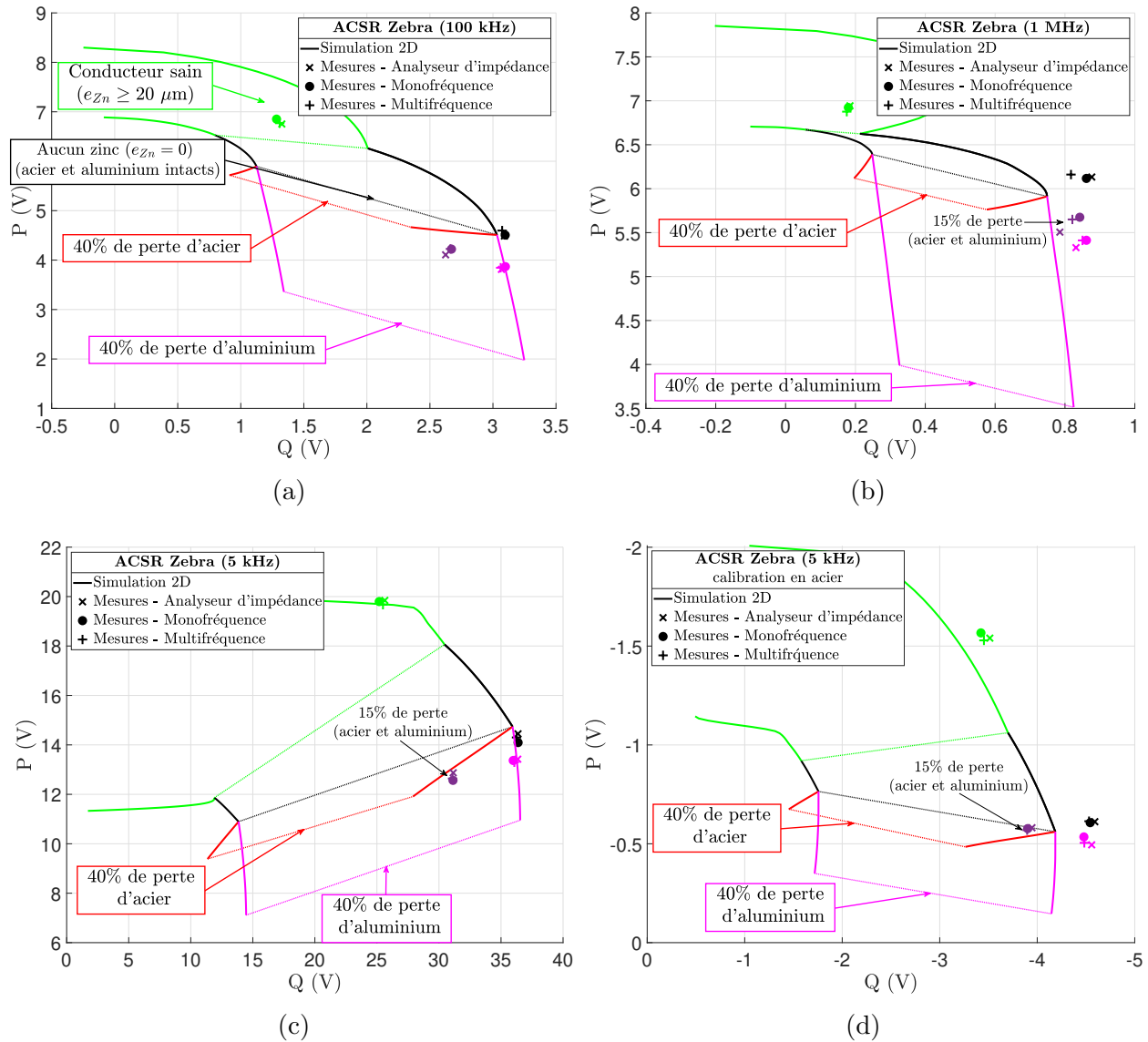


FIGURE 7.17 Mesures multifréquence (signal 1) avec la sonde optimisée en présence d'un échantillon ACSR Zebra d'Hydro-Québec : (a) 100 kHz, (b) 1 MHz, (c) 5 kHz avec calibration en aluminium (d) 5 kHz avec calibration en acier. Les échantillons évalués correspondent aux états : (i) sain (en vert), (ii) dézingué (en noir), (iii) à perte d'aluminium (en magenta), (iv) à perte d'acier et d'aluminium (en mauve).

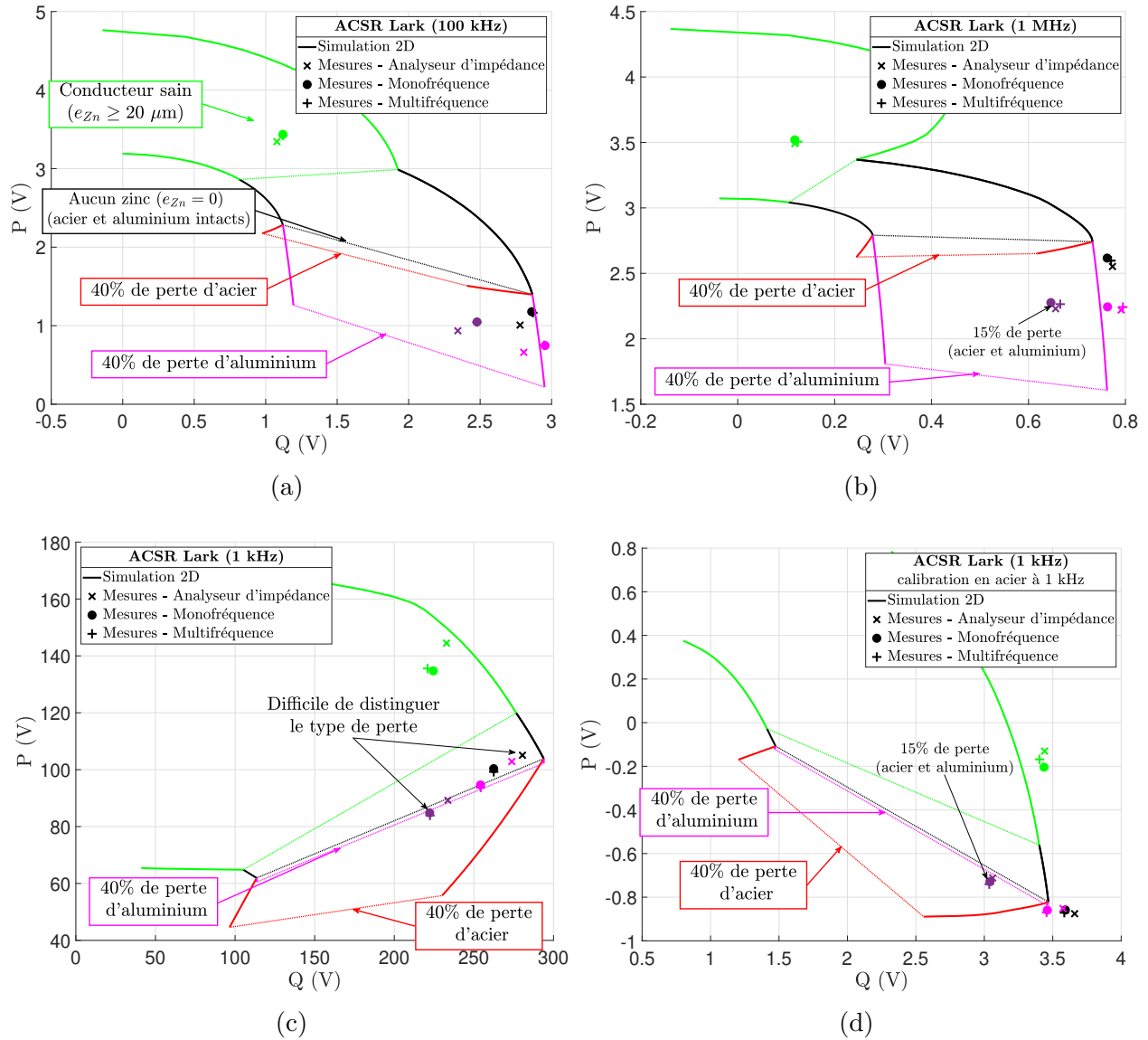


FIGURE 7.18 Mesures multifréquence (signal 2) avec la sonde optimisée en présence d'un échantillon ACSR Lark d'Hydro-Québec : (a) 100 kHz, (b) 1 MHz, (c) 1 kHz avec calibration en aluminium (d) 1 kHz avec calibration en acier. Les échantillons évalués correspondent aux états : (i) sain (en vert), (ii) dézingué (en noir), (iii) à perte d'aluminium (en magenta), (iv) à perte d'acier et d'aluminium (en mauve).

7.5.2 Mesures avec les échantillons de test dégradés

Prenons maintenant le cas de **l'échantillon Partridge 6 aux pertes progressives d'acier et de zinc**. La Figure 7.19 illustre le profil de pertes de l'échantillon ainsi que les points de mesure au 20^e, 40^e, 45^e et 48^e centimètre du conducteur. Dans ce cas, le signal 3 (l'équation (7.27)) a été utilisé pour l'excitation de la sonde. Le placement du nuage de points mesuré dans les abaques est présenté à la Figure 7.20. Les points en vert correspondent aux mesures prises à la position 20 cm ($e_{Zn} \approx 40 \mu\text{m}$, étant les brins intacts), tandis que les mesures en rouge représentent les pertes progressives d'acier mesurées aux positions 40 cm ($\approx 15\%$ de perte), 45 cm ($\approx 40\%$ de perte) et 48 cm ($\approx 48\%$ de perte) de l'échantillon.

L'échantillon Partridge 6 présente un profil de pertes très similaires à celui de l'échantillon Partridge 3, dont les mesures à 77 kHz ont été présentées au Chapitre 5 (voir Figure 6.18). Comme à 77 kHz, les pertes progressives d'acier mesurées à **100 kHz** ne suivent pas l'orientation des vecteurs de pertes d'acier (bande de corrosion d'acier) de l'abaque, tel que constaté à la Figure 7.20a.

À **1 kHz**, contrairement à ce qui a été vérifié pour les échantillons du conducteur ACSR Lark d'Hydro-Québec, la calibration avec un échantillon d'aluminium (Figure 7.20b) permet d'avoir un placement cohérent des mesures dans l'abaque, suivant l'orientation de la bande de pertes d'acier. Toutefois, un décalage entre les mesures réalisées avec l'amplificateur de courant et avec l'analyseur d'impédance est observé, ce qui suggère que la calibration en aluminium n'est pas bien précise. En réalisant la calibration avec un échantillon d'acier (Figure 7.20c), l'écart entre les deux approches de mesure devient pratiquement imperceptible. Notons que la perte maximale d'acier estimée de 48% reste à l'intérieur de la limite de la bande de corrosion d'acier de l'abaque, qui correspond à 40% de perte calculée par simulation. On pourrait donc s'attendre à ce que les points mesurés à la position de perte maximale se situent à l'extérieur de la bande de corrosion, mais ce n'est pas le cas. Ce comportement pourrait être associé à des approximations inhérentes aux simulations 2D, au placement de l'échantillon dans la sonde (ailleurs à la position exacte où se trouve la perte maximale), ainsi qu'aux estimations liées au calcul des pertes réelles d'acier de l'échantillon.

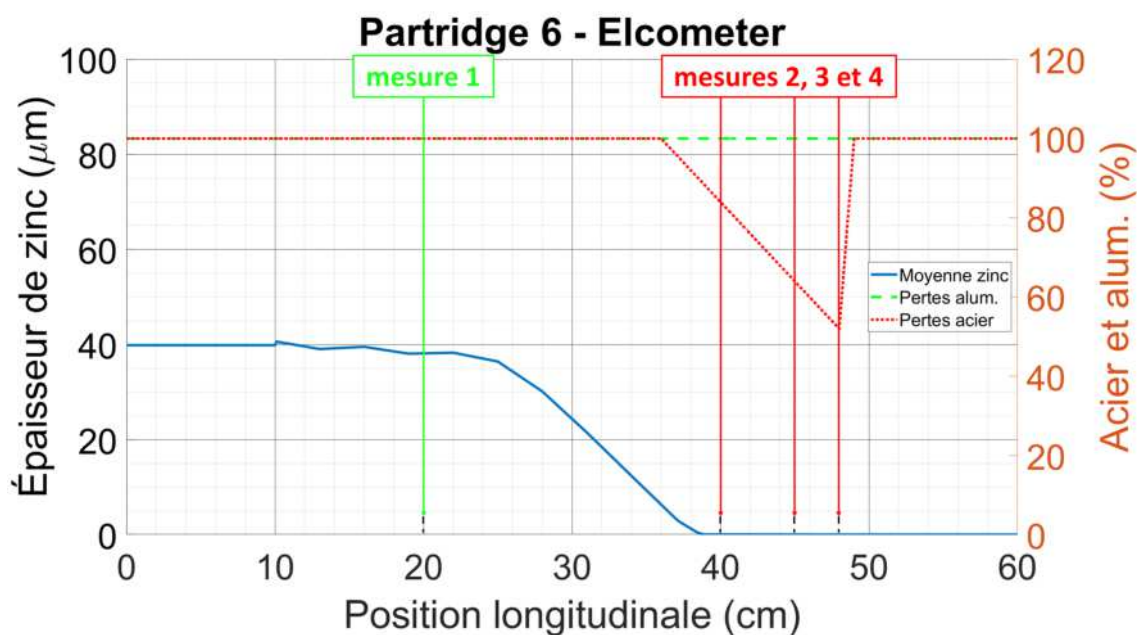


FIGURE 7.19 Profil de pertes de l'échantillon Partridge 6 avec pertes progressives de zinc et d'acier, illustrant les données d'épaisseur de zinc (bleu), les pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Les flèches indiquent les mesures réalisées aux 20^e (vert), 40^e, 45^e et 48^e (rouge) de l'échantillon. Adapté de [94].

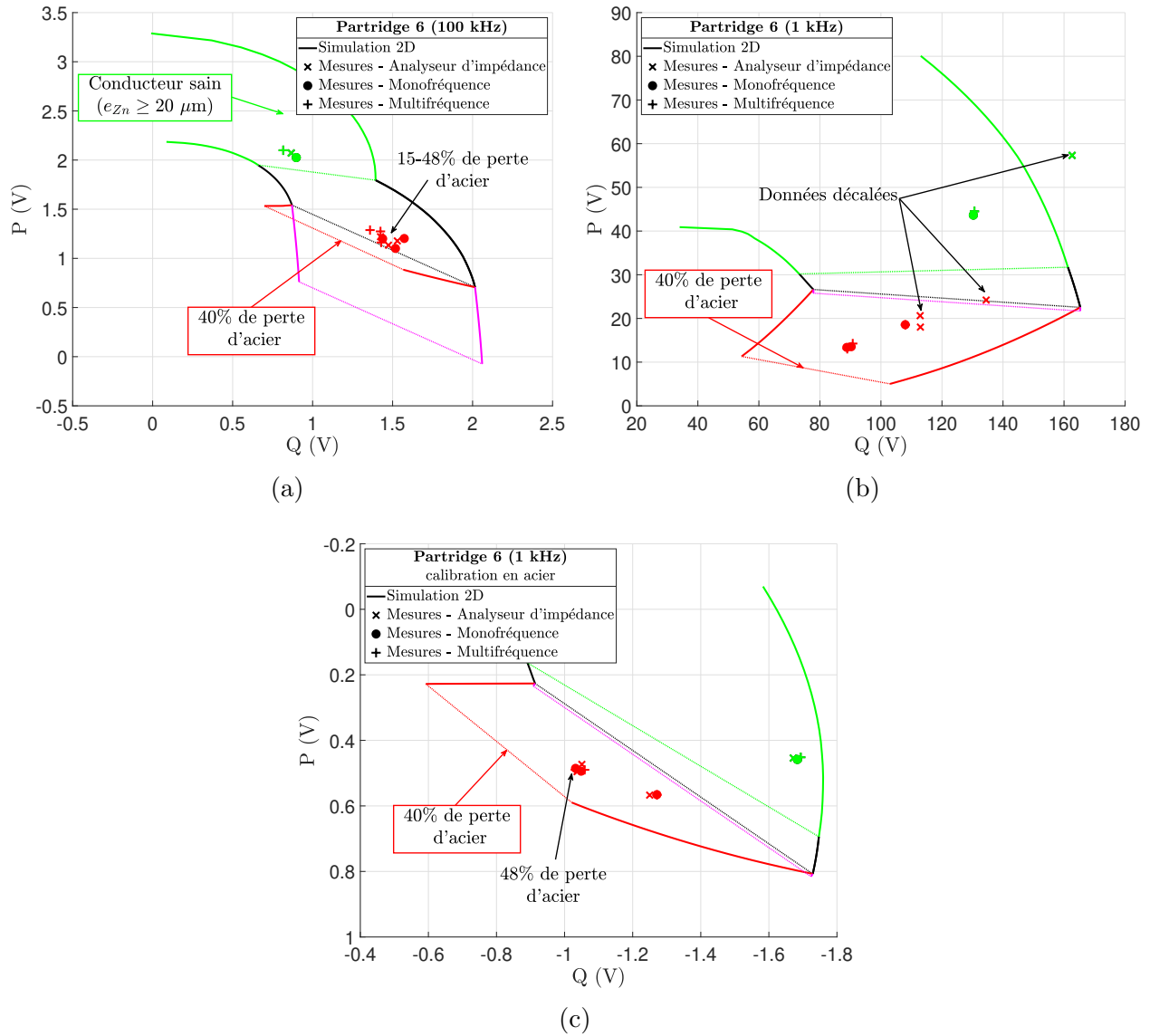


FIGURE 7.20 Mesures multifréquence (signal 3) avec la sonde optimisée en présence de l'échantillon dégradé Partridge 6 : (a) 100 kHz, (b) 1 kHz avec calibration en aluminium et (c) 1 kHz avec calibration en acier. Les mesures en vert ont été prises dans la zone zinguée (au 20^e centimètre de l'échantillon), où $e_{Zn} \approx 40 \mu m$. Les points en rouge correspondent aux mesures effectuées dans la zone de pertes progressives d'acier (aux positions 40 cm, 45 cm et 48 cm de l'échantillon).

Pour compléter l'analyse, réévaluons l'échantillon **Curlew 4 avec pertes progressives de zinc et d'aluminium** qui a été étudié au Chapitre 5. La Figure 7.21 illustre le profil de pertes de l'échantillon ainsi que les points de mesure au 12^e, 16^e, 35^e et 48^e centimètre du conducteur. Dans ce cas, la réponse de l'échantillon est évaluée à partir de l'excitation de la sonde réalisée avec le signal 1 (l'équation (7.25)). À la Figure 7.22, les points verts indiquent les mesures effectuées à la position 12 cm ($e_{Zn} \approx 50 \mu\text{m}$, étant les brins intacts) de l'échantillon. Les mesures en magenta représentent les pertes d'aluminium progressives mesurées aux positions 16 cm ($e_{Zn} \approx 50 \mu\text{m}$ et $\approx 40\%$ de pertes de section) et 35 cm ($e_{Zn} \approx 10 \mu\text{m}$ et $\approx 20\%$ de pertes de section). Les mesures en noir ont été effectuées à la position 48 cm de l'échantillon, où les brins d'aluminium sont à nouveau pratiquement intacts avec une épaisseur de zinc presque nulle (dézingué).

La réponse à **100 kHz** illustrée à la Figure 7.22a est très similaire à celle à 77 kHz présentée au Chapitre 5 (Figure 6.15b). Tel qu'à 77 kHz, la perte de 40% d'aluminium en présence d'une épaisseur $e_{Zn} \approx 50 \mu\text{m}$ mesurée à 100 kHz est encore sous-estimée et les points de mesure correspondants sont au même niveau que ceux mesurés à la position correspondant à une perte d'environ 20% d'aluminium avec une épaisseur $e_{Zn} \approx 10 \mu\text{m}$. Les mesures aux positions où l'échantillon est considéré « sain » et dézingué sont correctement positionnées dans l'abaque, comme le montre la Figure 7.22a.

Les mesures à **1 MHz** permettent de mettre en évidence la perte maximale d'aluminium, comme le montre la Figure 7.22b. Notons que les points correspondant à cette mesure sont à l'extérieur de la limite de gauche de l'abaque. C'est une caractéristique de l'échantillon qui a également été constatée lors des mesures effectuées à 77 kHz (Figure 6.15b) et 100 kHz (Figure 7.22a), c.-à-d. que les mesures effectuées à la position de perte maximale d'aluminium se trouvent toujours plus à gauche de l'abaque par rapport aux mesures réalisées aux positions où les pertes sont réduites. De plus, bien que la perte maximale de l'échantillon soit d'environ 40%, même valeur utilisée en simulation pour la perte maximale de la bande de pertes d'aluminium, nous observons que les mesures n'arrivent pas à la fin de la bande. Ce comportement s'explique par la présence du revêtement de zinc ($e_{Zn} \approx 50 \mu\text{m}$) qui masque encore la réponse de l'aluminium.

Les Figures 7.22c et 7.22d montrent respectivement la réponse du nuage de points à **5 kHz** avec une calibration en aluminium (Figure 7.22c) et en acier (Figure 7.22d). Dans les deux approches de calibration, la réponse de la perte maximale de l'aluminium est complètement masquée et la présence de zinc déplace la mesure vers la bande de pertes de zinc des abaques. À la Figure 7.22c, les mesures réalisées au point dézingué de l'échantillon, placées en dessous du point de dézingage de l'abaque, ainsi que les mesures à la position représentant environ

20% de perte d'aluminium, orientées vers la bande de corrosion d'acier, suggèrent encore une fois que la calibration en aluminium n'est pas bien précise à basse fréquence. En réalisant la calibration avec l'étalon en acier (Figure 7.22d), les mesures au point de dézingage sont menées vers le bon endroit de l'abaque (malgré un petit décalage à droite). Cependant, la présence d'une couche moyenne de zinc de $e_{Zn} = 10 \mu\text{m}$ masque la perte d'environ 20% d'aluminium, de sorte que les mesures se trouvent à la fin de la bande de pertes de zinc de l'abaque, comme montré à la Figure 7.22d.

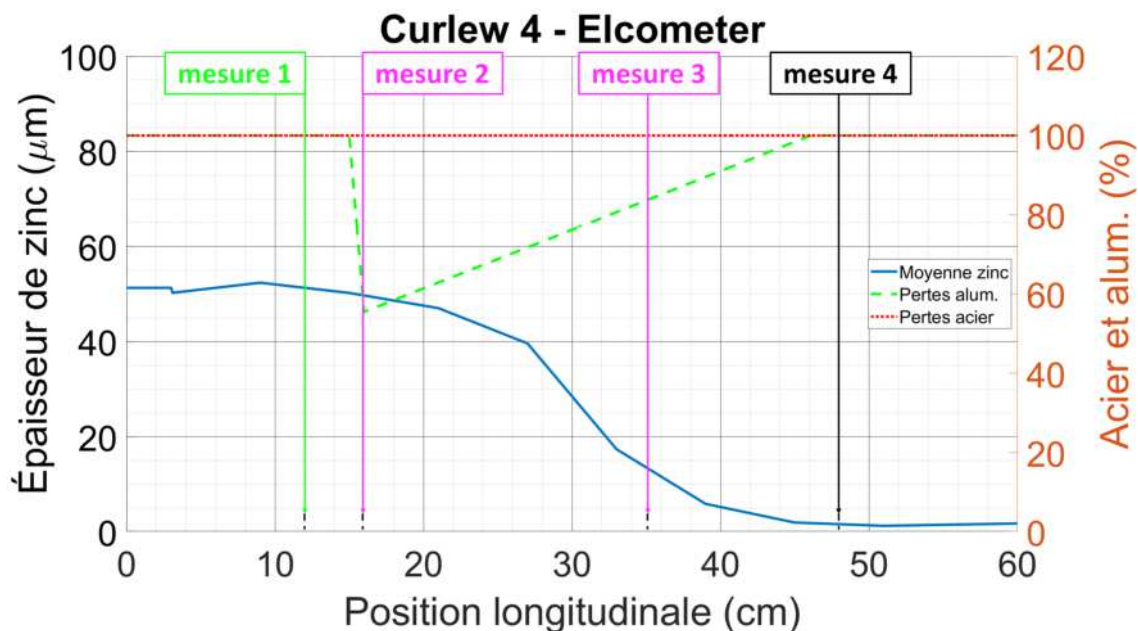


FIGURE 7.21 Profil de pertes de l'échantillon Curlew 4 avec pertes progressives de zinc et d'aluminium, illustrant les données d'épaisseur de zinc (bleu), les pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Les flèches indiquent les mesures réalisées aux 12^e (vert), 16^e (magenta), 35^e (magenta) et 48^e (noir) de l'échantillon. Adapté de [94].

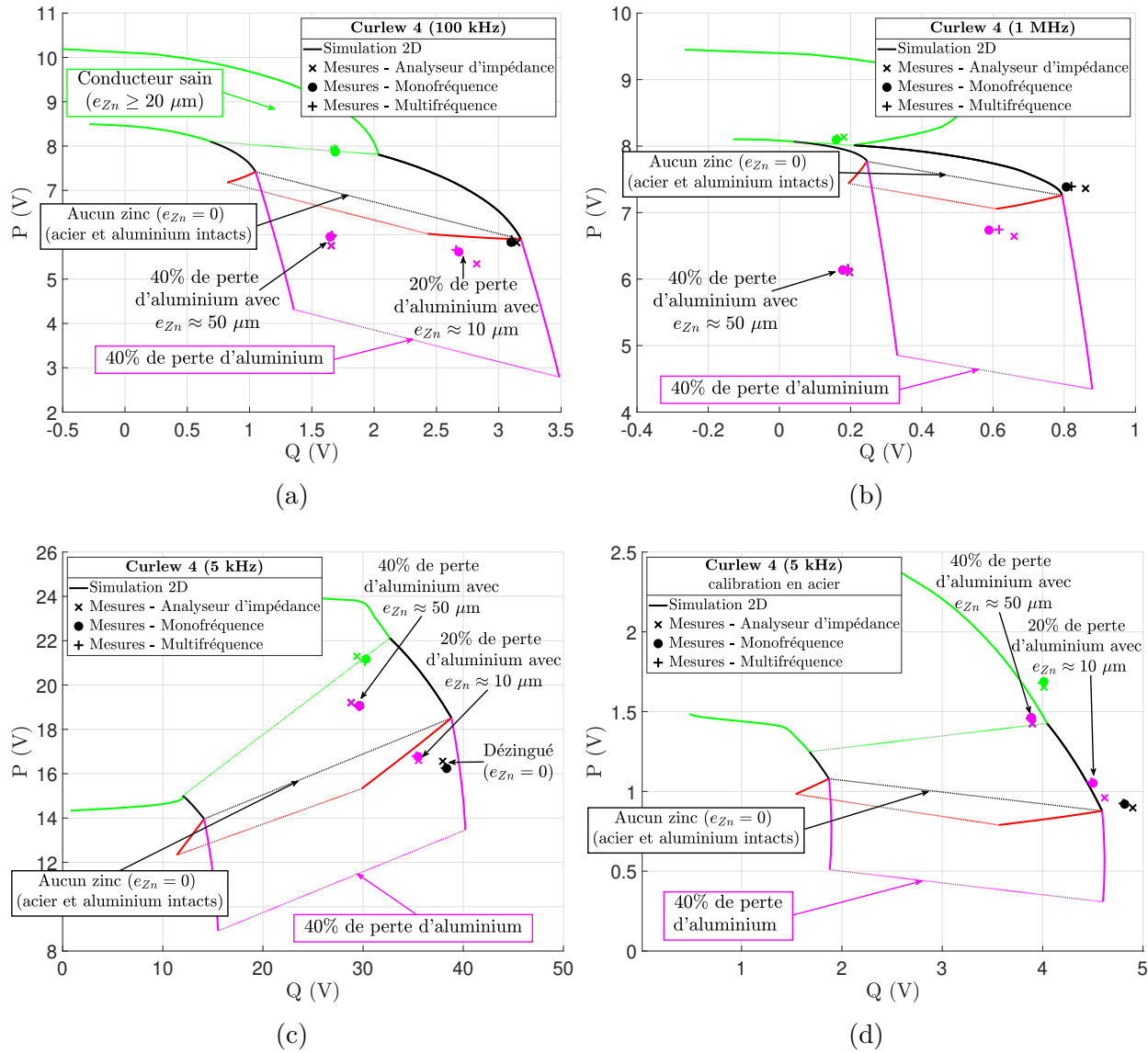


FIGURE 7.22 Mesures multifréquence (signal 1) avec la sonde optimisée en présence de l'échantillon dégradé Curlew 4 : (a) 100 kHz, (b) 1 MHz, (c) 5 kHz avec calibration en aluminium et (d) 5 kHz avec calibration en acier. Les mesures en vert ont été prises dans la zone zinguée (au 12^e centimètre de l'échantillon), où $e_{Zn} \approx 50 \mu\text{m}$. Les points en magenta correspondent aux mesures effectuées dans la zone de pertes progressives d'aluminium et de zinc (aux positions 16 cm, 35 cm de l'échantillon). Les mesures en noir, représentant l'état quasiment dézingué, ont été prises à la position 48 cm de l'échantillon. La flèche indique les points de mesure à la position de perte maximale d'aluminium en présence de zinc.

7.6 Conclusions du chapitre

Ce chapitre introduit une méthodologie multifréquence développée pour mesurer simultanément les pertes de zinc, d'aluminium et d'acier. D'abord, un amplificateur de courant a été réalisé afin d'alimenter l'émetteur d'une sonde à courants Foucault avec des signaux sinusoïdaux superposés. Une méthode de traitement de signaux a été proposée pour séparer les composantes fréquentielles du signal d'excitation et ensuite réaliser le calcul de l'impédance vue par le dispositif à chaque fréquence de mesure. Une nouvelle approche de calibration de la sonde a été proposée, notamment pour les mesures basse fréquence, afin de permettre le positionnement adéquat du nuage de points mesuré dans l'abaque.

Dans ce contexte, les principales remarques du chapitre sont présentées ci-dessous :

- Le **circuit d'amplification de courant multifréquence** conçu permet de mesurer le courant circulant dans une résistance de détection, selon la particularité d'une configuration de charge flottante, avec une erreur minimale de 1,05% par rapport au courant circulant réellement dans les bobines de l'émetteur de la sonde. Cette électronique, associée à la méthodologie de traitement des signaux, qui utilise la FFT pour séparer les composantes fréquentielles et calculer les impédances vues par la sonde, tout en considérant le facteur de correction k entre le courant mesuré et celui qui traverse l'émetteur, permettent aux **mesures multifréquences** d'être **presque identiques aux mesures monofréquence correspondantes** et également **très similaires à celles mesurées par un analyseur d'impédance** commercial.
- La calibration de la sonde est également impactée en fonction de la réponse du matériau constituant l'étalon au signal d'excitation de la sonde. Les résultats présentés ci-dessus mettent en évidence que **les mesures à basse fréquence nécessitent d'un étalon de calibration en acier** afin de représenter correctement le nuage de points dans l'abaque. Ainsi, la **méthode hybride** proposée, qui utilise un **étalon en aluminium** pour la calibration des composantes **haute fréquence** et un **étalon en acier** pour la calibration à **basse fréquence** s'est avérée **efficace pour une évaluation précise** de l'état du conducteur. Il convient de noter que l'étalon en acier utilisé dans les analyses présentées dans ce chapitre possède des caractéristiques physiques qui diffèrent d'une âme typique d'un conducteur ACSR. Il serait donc nécessaire d'évaluer d'autres types d'échantillon en acier afin de déterminer la réponse de calibration optimale à basse fréquence.
- Enfin, la **méthodologie de mesure multifréquence développée** dans cette recherche englobant (i) l'électronique, (ii) la méthode de traitement des signaux, ainsi

que (iii) le choix approprié des fréquences d'excitation et des échantillons de calibration, **a permis la détection simultanée** de défauts provenant des **pertes de zinc, d'acier et d'aluminium** dans les échantillons à corrosion connue. Les résultats présentés dans ce chapitre s'avèrent très prometteurs pour la future technologie LineCore. En conséquence, **l'objectif spécifique 4, le dernier établi dans le cadre de cette thèse, est pleinement atteint.**

CHAPITRE 8 SONDE À OUVERTURE PERMANENTE

La méthodologie de modélisation 3D présentée au Chapitre 4 nous a permis d'avoir une compréhension approfondie de la réponse et des particularités de configuration du bobinage de la sonde LineCore actuelle. L'expertise en matière de simulations 3D acquises au cours de cette recherche a permis le développement d'une méthodologie d'optimisation du bobinage qui permet une configuration hautement optimisée du positionnement des bobines émettrices, réceptrices, et de leurs retours correspondants. Comme conséquence, l'optimisation de la géométrie de la sonde a permis l'utilisation d'un modèle d'analyse simplifié pour les résultats de mesure, basé sur des simulations par éléments finis 2D, tel que présenté au Chapitre 5.

Cependant, les calculs résultants de telles simulations ne sont valables que si l'ouverture et la fermeture de la sonde (voir Figure 4.1) sont répétables avec une grande précision mécanique. Dans le cas contraire, **les résultats de mesure obtenus peuvent être affectés pour un léger changement de couplage entre les émetteurs et le récepteur**. Une incertitude de $\pm 100 \mu\text{m}$ entre les deux portes, qui est un ordre de grandeur très plausible en pratique, crée une erreur de mesure qui est comparable aux variations créées par les pertes de zinc que l'on cherche à mesurer. Un espacement de 1 mm engendrerait une incertitude équivalente à toute la plage de mesure utile de la sonde, ce qui la rendrait impossible à calibrer. Malgré ces difficultés, la sonde LineCore actuelle d'Hydro-Québec a été faite avec la précision nécessaire pour être fonctionnelle, mais **cette difficulté serait éliminée avec une configuration de sonde à ouverture permanente**, comme celle illustrée à la Figure 8.1.

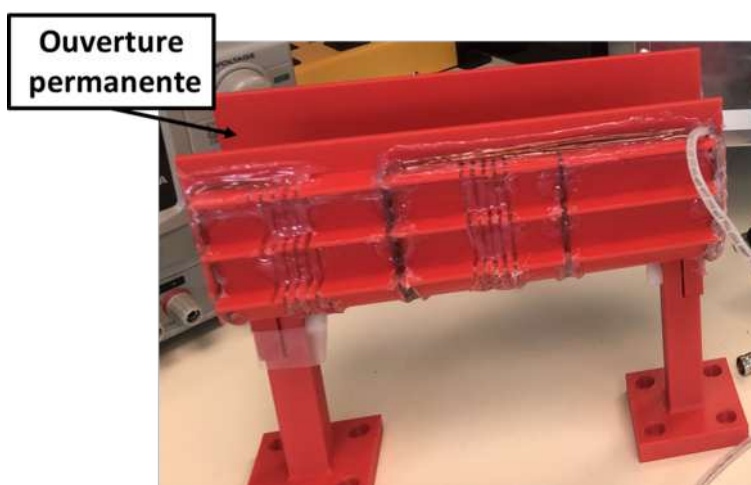


FIGURE 8.1 Exemple de sonde à courants de Foucault à ouverture permanente.

Pour démontrer qu'il est possible d'effectuer une mesure précise avec une telle sonde, un **premier prototype de sonde en forme de « U »**, ci-dessous appelée **LineCore U** (Figure 8.2), a été réalisé avec un **bobinage identique à celui du LineCore actuel fermé** (voir Figure 4.1). La Figure 8.3 montre la comparaison entre les mesures à 77 kHz des échantillons ACSR Zebra réalisés avec ces deux sondes. Ce résultat montre que **les nuages de points mesurés avec la présente sonde LineCore et le LineCore U sont semblables, mais ce nuage se déplace vers la gauche lorsque le LineCore U est utilisé.**

Il s'agit donc d'une problématique identique à celle présentée au Chapitre 5 qui peut être facilement corrigée, c.-à-d. qu'il est possible de **déterminer une configuration de bobines qui déplace le nuage de points vers la droite de l'abaque**, permettant d'avoir un positionnement du nuage de points qui ressemble à celui mesuré à l'aide du prototype optimisé (voir Figure 5.10a). Par conséquent, sur la base de l'hypothèse qu'il est possible de corriger le décalage des points mesurés dans les abaques, on en conclut qu'il est possible d'utiliser une sonde à ouverture permanente, et donc, d'éliminer les portes et le mécanisme d'ouverture et de fermeture de la sonde.

Ceci dit, il est entendu que ni l'élimination du mécanisme d'ouverture/fermeture, ni l'optimisation d'un tel dispositif appartient aux objectifs de cette thèse. Ce chapitre « bonus » vise uniquement à présenter la méthodologie qu'a rendu possible la modélisation 3D d'une telle topologie (et ses limites jusqu'à date), la technique employée pour la configuration du bobinage qui permet de déplacer le nuage de points, ainsi que la preuve de concept de la technologie de sonde ouverte. C'est donc la base pour la continuité de l'exploitation de cette nouvelle technologie dans des travaux futurs.

Il convient de préciser que l'invention présentée dans ce chapitre, c.-à-d. **la mesure de courants de Foucault avec une sonde ouverte, a fait l'objet d'une demande de brevet réalisée en collaboration avec Hydro-Québec.**

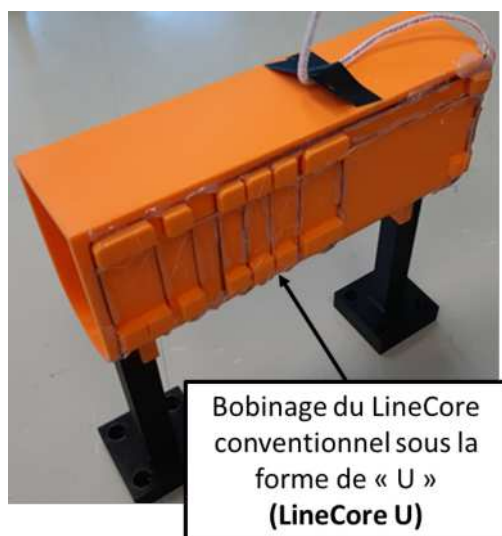


FIGURE 8.2 Premier prototype de sonde sous la forme de « U » (LineCore U) avec un bobinage équivalent à celui du LineCore conventionnel fermé.

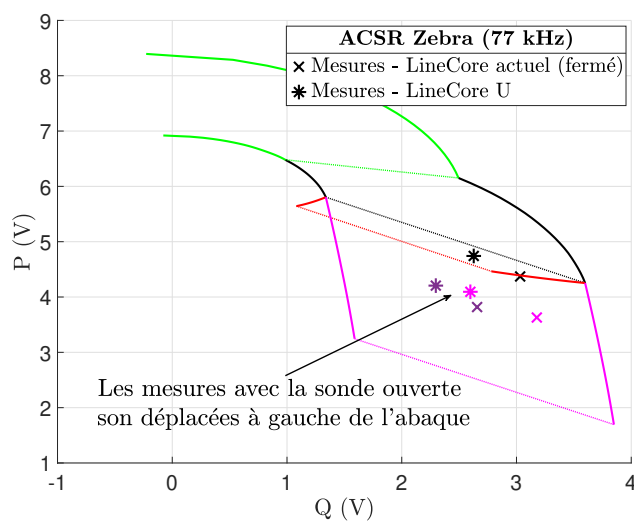


FIGURE 8.3 Comparaisons entre les mesures du LineCore conventionnel et du LineCore U pour les échantillons du conducteur ACSR Zebra à 77 kHz.

8.1 Méthodologie de conception

Les premiers tests de simulation d'une topologie de sonde ouverte ont révélé que la méthodologie de modélisation 3D développée aux Chapitres 4 et 5 ne fonctionnait pas pour une telle topologie. Plus spécifiquement, il est impossible de faire converger le modèle lors d'une analyse en régime harmonique en utilisant une condition de densité de courant surfacique pour exciter les bobines de l'émetteur.

Cet enjeu a impliqué un changement de méthodologie de modélisation, en utilisant un réglage très spécifique de la fonctionnalité « **Coil** » de COMSOL, qui sera détaillé à la section 8.2. La Figure 8.4a illustre un exemple de modèle 3D de la géométrie du bobinage complet de sonde ouverte en forme de « U ». Il a été observé que la particularité de la géométrie ouverte associée à la nouvelle approche de modélisation implique une discrétisation beaucoup plus réaliste du bobinage, permettant uniquement l'utilisation de symétrie dans le plan $z = 0$, et de symétrie de la moitié domaine dans les plans xz et yz lors des simulations, comme le montre la Figure 8.4b. La combinaison de ces deux facteurs rend la simulation de la sonde ouverte encore plus coûteuse en calcul que celle d'une sonde fermée.

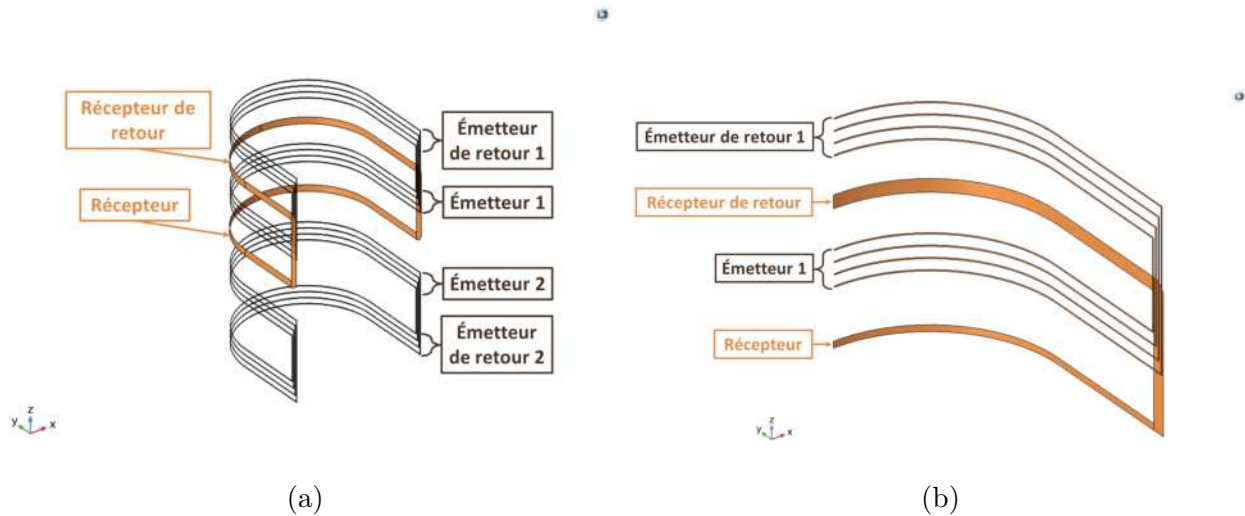


FIGURE 8.4 Exemple de modèle 3D du bobinage d'une sonde ouverte en forme de « U » : (a) bobinage complet (sans symétrie) et (b) bobinage avec symétrie en dans le plan $z = 0$ et de symétrie de la moitié du domaine (dans les plans xz et yz).

Pour illustrer la complexité du modèle, **le temps de simulation de la sonde ouverte à vide** (en utilisant les conditions de symétrie décrites ci-dessus) **est environ 13 fois plus long par rapport à la sonde fermée à vide**, sans mentionner les efforts additionnels de création d'un maillage qui permet une bonne convergence de la simulation.

Le deuxième problème de simulation inhérent au modèle de la sonde ouverte apparaît lors de l'insertion d'un conducteur dans la sonde. **En raison de la trop grande charge de calcul, il n'est pas possible de simuler la réponse de la sonde en présence d'un conducteur** avec les ressources de calcul disponibles (erreurs liées au manque de mémoire RAM lors de l'assemblage du système d'équations du modèle, entre autres choses). Par conséquent, il est donc impossible pour le moment de produire des abaques de la sonde ouverte.

Pour contourner cette difficulté, **la méthodologie proposée** pour la configuration du bobinage de la sonde ouverte est **basée sur les simulations d'une sonde fermée**. Ainsi, des modèles de sonde fermée avec des configurations de bobinage équivalentes à une sonde ouverte ont été utilisés pour prédire la position z_{em} de l'émetteur qui permet de déplacer le nuage de points mesuré avec la sonde ouverte vers la droite de l'abaque 2D. **L'hypothèse** adoptée considère qu'en **éloignant z_{em} de sa position optimale (calculée avec un modèle de sonde fermée)**, il serait possible d'avoir un positionnement **du nuage de points mesuré par une sonde ouverte se rapprochant de la limite droite de l'abaque**.

La géométrie de sonde fermée illustrée à la Figure 8.5, identique à celle proposée au Chapitre 5 pour l'optimisation de la topologie du **dispositif avec les bobines de retour de l'émetteur et du récepteur**, a été la référence pour le bobinage de la sonde ouverte. D'après les résultats de **l'approche 2 d'optimisation pour le conducteur ACSR Partridge** présentés au Tableau 5.3, des simulations exploratoires en 3D avec la sonde fermée susmentionnée en présence des conducteurs ACSR Partridge et ACSR Curlew ont été réalisées afin de prédire le déplacement d'un point de simulation (représentant l'état dézingué du conducteur à $\mu_{rAc} = 50$) dans l'abaque 2D.

Dans ce contexte, trois configurations de la position z_{em} et z_{rr} ont été proposées pour évaluer la réponse de la sonde fermée, comme le montre le Tableau 8.1. Rappelons, à l'aide du Tableau 5.3, qu'avec l'approche 2 d'optimisation, la position de l'émetteur qui minimise la fonction objectif (5.5) a été atteinte à $z_{em} = 21$ mm, le récepteur de retour étant équidistant de l'émetteur et de l'émetteur de retour ($z_{rr} = 23.5$ mm). Ainsi, afin de représenter le cas qui se rapproche le plus des valeurs d'optimisation pour le conducteur ACSR Partridge, la configuration 1 proposée considère $z_{em} = 20$ mm, pour de fins de fabrication.

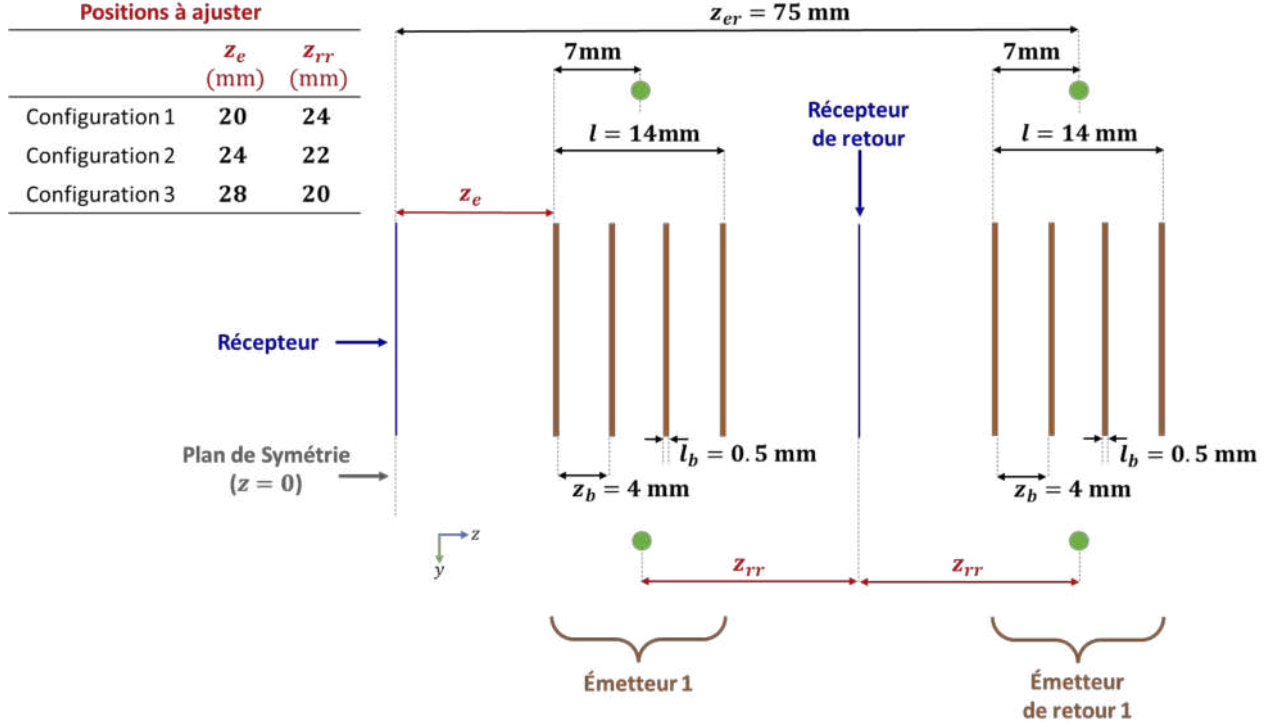


FIGURE 8.5 Configurations du bobinage proposées pour les simulations de la sonde fermée en présence d'un conducteur pour permettre la correction du décalage du nuage de points mesurés par une sonde ouverte.

TABLEAU 8.1 Configurations proposées pour le bobinage

	z_e (mm)	z_{rr} (mm)
Configuration 1	20	24
Configuration 2	24	22
Configuration 3	28	20

La Figure 8.6 présente les points de simulation des conducteurs ACSR Partridge et ACSR Curlew (simulés à $e_{Zn} = 0$ et $\mu_{r_{Ac}} = 50$) dans l'abaque 2D pour les trois configurations du bobinage. Il convient de noter que les points de simulation 3D à la Figure 8.6 sont calculés à partir de la tension totale induite dans la sonde, c.-à-d. $\bar{V} = \bar{V}_r - \bar{V}_{rr}$, puis convertis au plan d'affichage P - Q . Ces résultats confirment qu'il est possible de déplacer le nuage de points à droite de l'abaque simplement en éloignant la distance z_{em} entre le récepteur et l'émetteur. On s'attend donc à ce que pour une sonde ouverte avec bobinage correspondant, la position z_{em} la plus éloignée du récepteur, dans ce cas la configuration 3, soit celle qui permet de déplacer les données vers la limite droite de l'abaque.

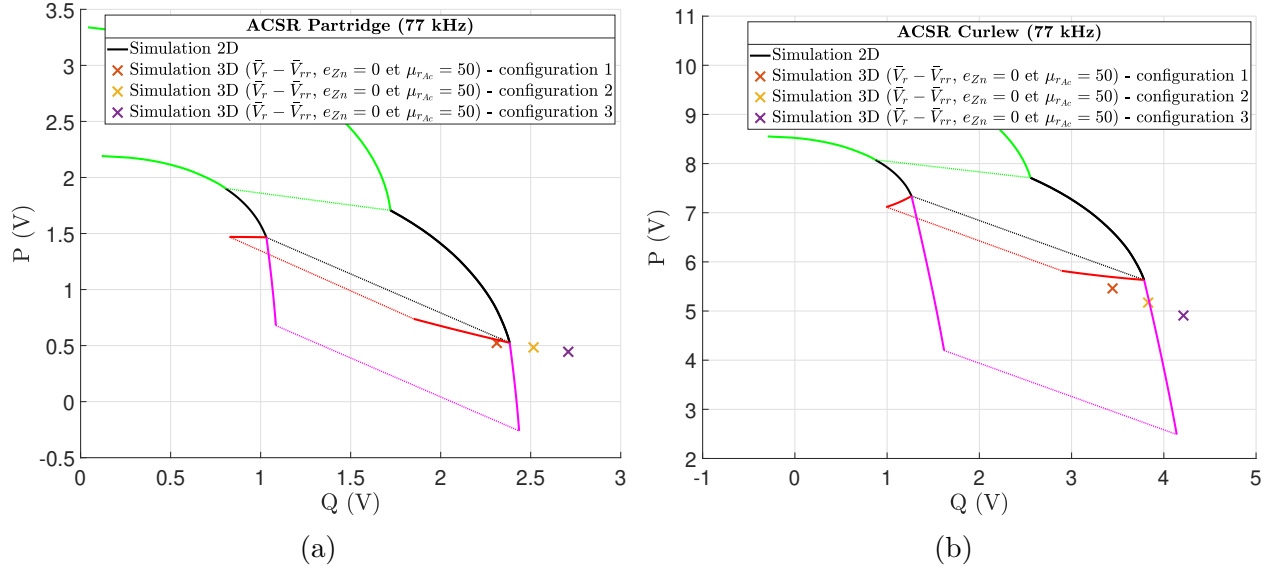


FIGURE 8.6 Illustration du déplacement du nuage de points (simulation à un seul point, c.-à-d. l'état dézingué à $\mu_{rAc} = 50$), pour les trois configurations de bobinage proposées pour les conducteurs : (a) ACSR Partridge et (b) ACSR Curlew. Les données sont déplacées vers la droite du graphique à mesure que la distance z_{em} augmente.

Bien que la confection des abaques à partir d'une sonde ouverte ne soit pas encore possible, des simulations d'un tel dispositif à vide ont été utilisées pour évaluer le comportement de la tension dans (i) le récepteur de retour et dans (ii) les bouts verticaux qui relient les retours de l'émetteur et du récepteur, comme présenté à la section 8.2.

Afin de valider expérimentalement la méthodologie proposée, les trois configurations ont été réalisées sur circuit imprimé flexible permettant les tests avec le montage de mesure d'impédance présenté au Chapitre 6, suite à la preuve de concept du dispositif à l'IREQ, présentée à la section 8.3. Les avantages de la nouvelle technologie sont présentés à la section 8.4.

8.2 Modélisation 3D de la sonde ouverte

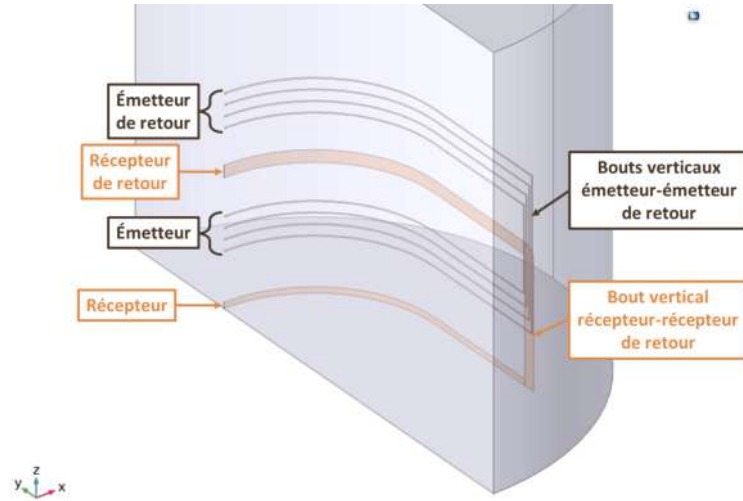
La fonctionnalité *Coil* de COMSOL est utilisée pour modéliser des bobines, des câbles et d'autres conducteurs soumis à une excitation localisée, tel qu'un courant ou une tension appliqué en externe. Elle permet le choix de différents modèles de conducteur et types de bobine pour le calcul de la simulation. Toutefois, il a été constaté que la simulation d'une topologie de sonde ouverte fonctionne uniquement avec la modélisation des bobines du récepteur, de l'émetteur, ainsi que leurs respectifs retours comme un modèle de conducteur du type « **Homogenized multi-turn** »¹ [104] associé au type de bobine « **Numeric Coil** »² [105]. Cette combinaison de paramètres permet une analyse automatique de la géométrie de la bobine afin de déterminer le sens du courant circulant dans les fils.

Cette nouvelle approche associée à la particularité de la topologie du dispositif implique des changements dans la conception de la géométrie et des conditions d'excitation imposées au modèle, tel qu'indiqué à la Figure 8.7. La nouvelle méthode de modélisation est détaillée ci-dessous :

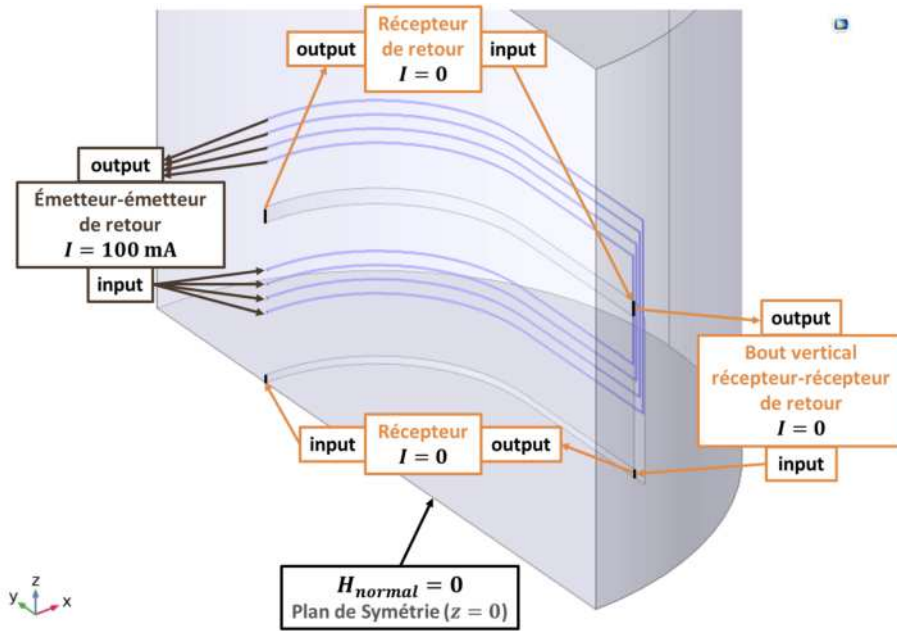
- (i) les extrémités des bobines émettrices et réceptrices sont physiquement connectées à leurs bobines de retour correspondantes, formant ce qui est ci-dessous appelé « bout vertical » ;
- (ii) le récepteur et le récepteur de retour ne sont plus représentés par une surface en air. Ils sont désormais tous les deux modélisés comme des conducteurs dans lesquels une tension peut être induite (Figure 8.7a). Une condition de courant nul $I = 0$ est appliqué à la surface du récepteur, du récepteur de retour et du bout vertical correspondant (Figure 8.7b), ce qui correspond à une condition de circuit ouvert pour ces « bobines de mesure partielles » ;
- (iii) une condition de courant $I = 100$ mA est appliqué aux n tours de la bobine d'excitation, c.-à-d. l'ensemble correspondant à l'émetteur, les bouts verticaux et de l'émetteur de retour (Figure 8.7b) ;
- (iv) le sens de circulation du courant (« *input* » et « *output* », appellation COMSOL) doit être indiqué aux bords de l'extrémité de chaque morceau du bobinage où la condition de courant est appliquée, comme le montre la Figure 8.7b.

1. L'option de modélisation de conducteur du type « *Homogenized multi-turn* » (appellation COMSOL) permet de concevoir un modèle de bobine homogénéisée composée de nombreux fils conducteurs étroitement bobinés et isolés électriquement les uns des autres. Elle prend également en compte des paramètres tels que le nombre de fils et la surface section. Dans ce scénario, le courant circule uniquement dans la direction des fils excités [104].

2. Dans l'option « *Numeric Coil* » (appellation COMSOL), les vecteurs de densité de courant de courant sont calculés automatiquement lors d'une étape d'analyse de la géométrie de la bobine [105].



(a)



(b)

FIGURE 8.7 Modèle 3D et conditions de simulation de la sonde ouverte en forme de « U » proposée : (a) géométrie avec symétrie du bobinage enveloppé par un domaine d'air. Détail des segments appelés « bouts verticaux » ; (b) sens de circulation du courant imposé aux bobines d'excitation (émetteur-émetteur de retour), et aux segments représentant le récepteur, le récepteur de retour et son respectif bout vertical. Une condition de champ $H_{normal} = 0$ est imposée dans le plan de symétrie $z = 0$.

Les bobines sont également enveloppées par un domaine d'air et la condition frontière (« Magnetic Field », appellation COMSOL) est toujours appliquée à la surface $z = 0$ (plan de symétrie) imposant un de champ magnétique H_{normal} nul, tel qu'indiqué à la Figure 8.7b.

Aucun courant ne circule dans la bobine réceptrice. Nous nous intéressons uniquement à évaluer la tension induite dans cette bobine. Vue de la particularité de la géométrie ouverte, la technique de décomposition des conditions d'excitation ($I = 0$) dans les trois morceaux qui composent la bobine de réception **permet de calculer individuellement la contribution de la tension induite dans le récepteur, dans le récepteur de retour et dans le bout vertical.**

En utilisant cette nouvelle méthodologie, les trois configurations de bobinage proposées au Tableau 8.1 ont été modélisées pour la sonde ouverte. Les détails plus pertinents sur la géométrie ouverte modélisée sont montrés à la Figure 8.8. Les n_r tours qui composent le récepteur, le récepteur de retour et leur bout vertical correspondant ne sont pas discrétisés du fait de la proximité entre les fils/traces sur circuit imprimé (de largeur l_t), étant l'effet des tours représentées par une largeur $l_{b_r} = n_r l_t$. Dans les trois cas, n_r est fixé à 10 tours et la largeur de la trace sur circuit imprimé demeure $l_t = 0.5$ mm. Cependant, comme une symétrie en $z = 0$ est utilisée, il convient de noter que le morceau représentant le récepteur dans le modèle ne considère que la moitié de sa largeur ($\frac{l_{b_r}}{2}$), tel qu'illustré à la Figure 8.8. La géométrie de l'émetteur et de l'émetteur de retour est identique à celle de la sonde fermée, soit une longueur $l = 14$ mm avec $n = 4$ tours (de largeur $l_b = l_t = 0.5$ mm chacun) équidistantes ($z_b = 4$ mm). Le rayon de l'émetteur (r_e) reste égal à 25 mm. Les bouts verticaux des bobines réceptrices et leurs retours correspondants ont une longueur $l_v = 60$ mm, tel qu'indiqué à la Figure 8.8.

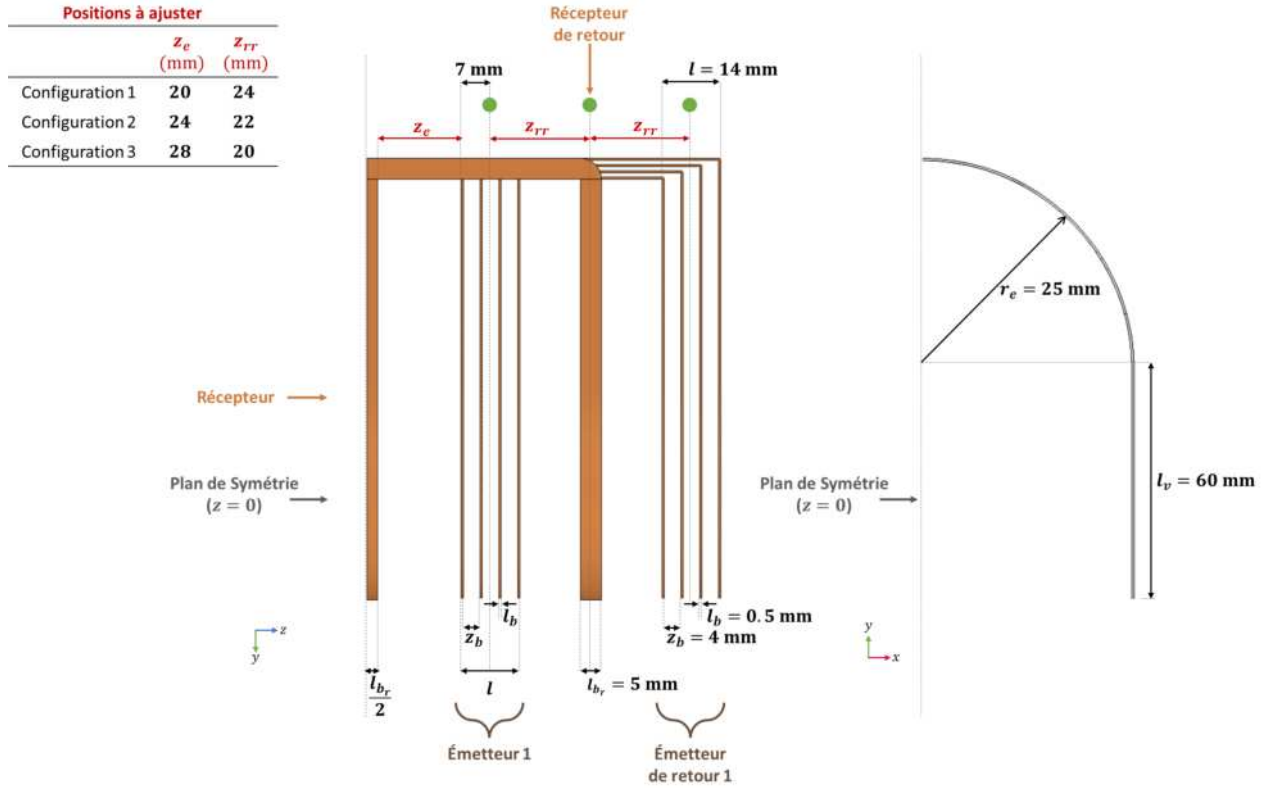


FIGURE 8.8 Géométrie de la sonde ouverte sous la forme de « U » considérant les trois configurations de bobinage proposées.

Pour évaluer le comportement de la tension induite dans les deux bouts verticaux qui relient le récepteur et le récepteur de retour, les simulations ont été réalisées dans un premier temps sans utiliser la symétrie dans les plans xz et yz . Les résultats ont révélé que **les tensions dans les bouts verticaux ne s'annulent pas**. La portion de tension induite dans ces extrémités **apporte donc une contribution sur la tension totale induite dans la sonde**. Dans l'avenir, des simulations de la sonde en présence d'un conducteur devraient être réalisées pour évaluer, entre autres, l'effet des bouts lors du mouvement vertical du conducteur dans la sonde.

L'effet parasite de la tension $\bar{V}_{rr}$ dans le récepteur de retour a également été **évalué à l'aide du modèle 3D de la sonde ouverte à vide**. Pour les trois configurations proposées au Tableau 8.1, la position z_{em} de l'émetteur a été fixée à la valeur proposée et la position z_{rr} du récepteur de retour a été variée dans l'espace entre l'émetteur et l'émetteur de retour. La linéarité de la réponse $\bar{V}_{rr}$ par rapport à z_{rr} a été aussi vérifiée pour une topologie de sonde ouverte, tel que démontré à la Figure 8.9. Bien qu'il ait été démontré au Chapitre 5 que la tension dans le récepteur de retour ne s'annule pas complètement en présence d'un

conducteur, il a également été démontré que la tension $\bar{V}_{rr}$ est minimale, quelle que soit la géométrie du conducteur, autour de la position z_{rr} où $\bar{V}_{rr} = 0$ pour la sonde à vide. À la Figure 8.9, les flèches noires indiquent la position z_{rr} proposée (équidistante de l'émetteur et de l'émetteur de retour, selon le Tableau 8.1), tandis que les flèches bleues montrent les positions z_{rr} , calculées à l'aide de régressions linéaires, où $\bar{V}_{rr} = 0$ pour la condition à vide.

Notons à la Figure 8.9 qu'**à mesure que la distance z_{em} augmente, la tension $\bar{V}_{rr}$ à condition vide s'annule aux alentours de la position z_{rr} en plein milieu entre l'émetteur et l'émetteur de retour.**

Dans le cas de la **configuration 3 du bobinage**, présenté à la Figure 8.9c, **la tension $\bar{V}_{rr}$ calculée dans le récepteur de retour à $z_{rr} = 20$ mm (équidistante de l'émetteur et de l'émetteur de retour) représente 8.15% de la tension $\bar{V}_r$ calculée dans le récepteur principal lorsque la sonde est vide.** Ceci démontre donc que l'approche adoptée, c.-à-d. le placement du récepteur de retour équidistant de l'émetteur et de l'émetteur de retour, permet de bien réduire, voire minimiser, la tension parasite dans la sonde ouverte.

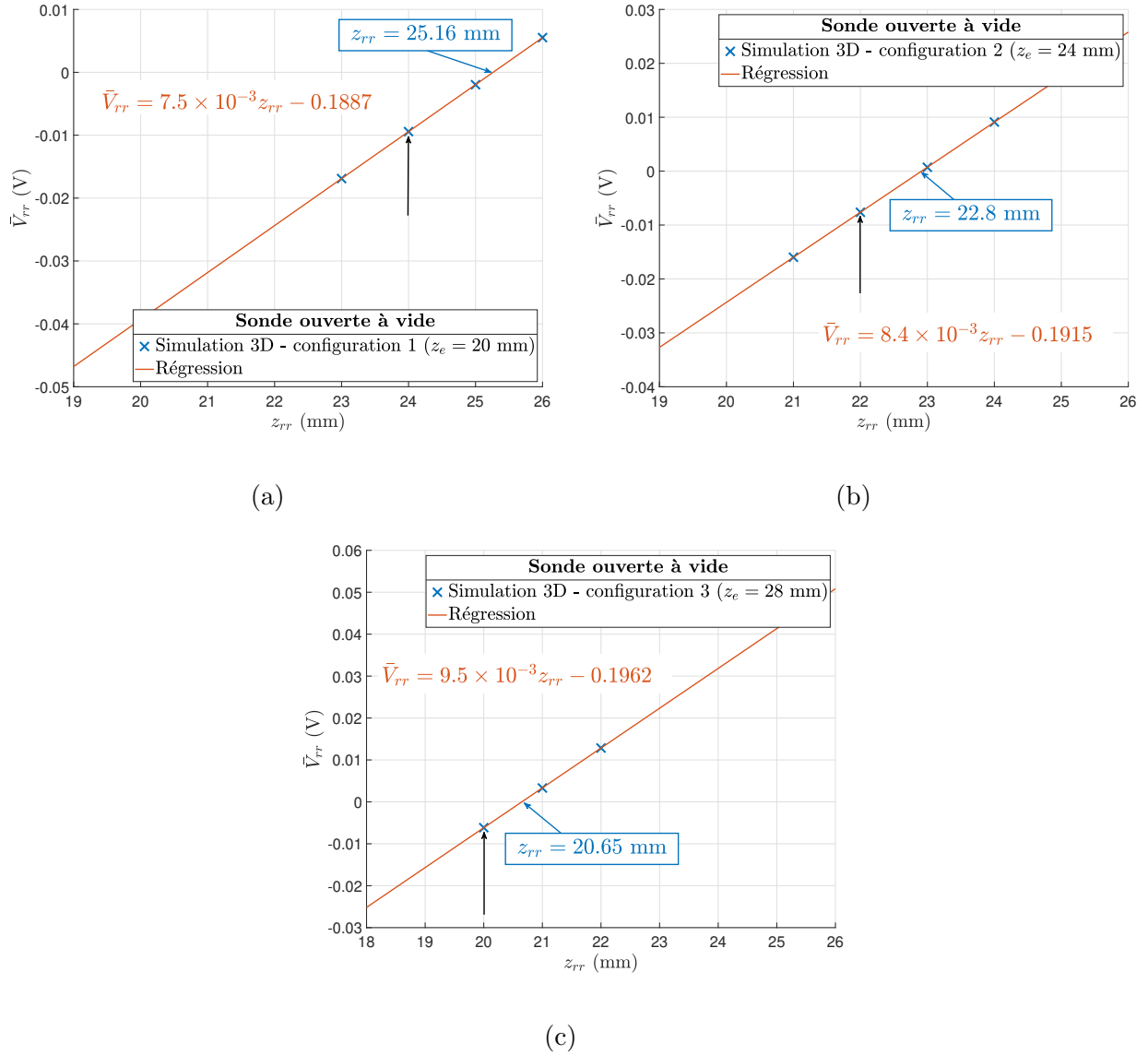


FIGURE 8.9 Évaluation de la tension parasite $\bar{V}_{rr}$ dans la sonde ouverte à condition vide pour les trois configurations du bobinage proposées : (a) configuration 1 avec z_e fixé à 20 mm, (b) configuration 2 avec z_e fixé à 24 mm et (c) configuration 3 avec z_e fixé à 28 mm. Les flèches noires indiquent la position z_{rr} proposée tandis que les flèches bleues indiquent la position où la tension $\bar{V}_{rr}$ est minimisée. La tension minimale $\bar{V}_{rr}$ se rapproche de la position z_{rr} proposée à mesure que z_{rr} augmente.

8.3 Preuve de concept

Les trois configurations de bobinage du Tableau 8.1 ont été réalisées sur circuit imprimé flexible (Figure 8.10a) permettant leur assemblage sur le support ouvert imprimé en plastique (Figure 8.10b), comme le montre la Figure 8.10.

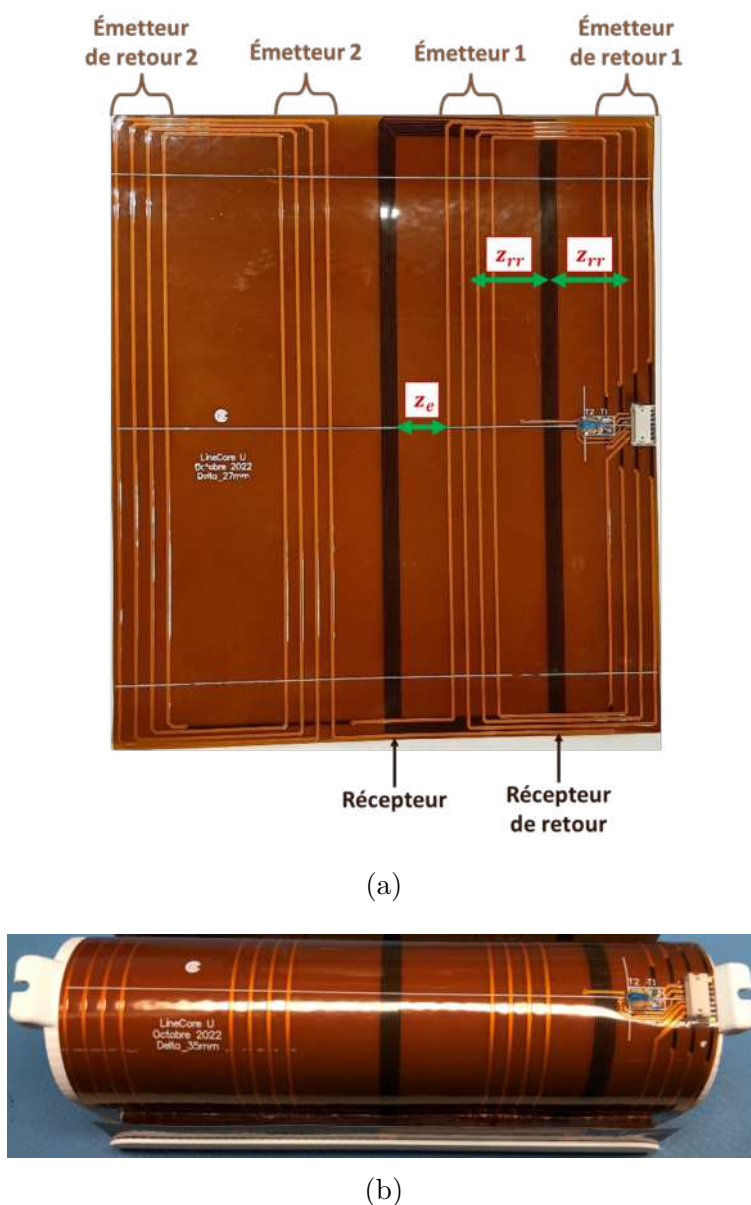


FIGURE 8.10 Exemple de circuit imprimé flexible réalisée pour la conception de la sonde : (a) circuit imprimé avec les détails du bobinage et (b) circuit imprimé assemblé dans un support ouvert (vue de la partie fermée de la sonde).

8.3.1 Tests avec un montage de mesure d'impédance

Les tests des trois configurations de sonde ouverte ont été initialement effectués à l'aide de l'analyseur d'impédance HP 4192A LF (selon le montage décrit au Chapitre 6), comme le montre la Figure 8.11. L'échantillon dégradé Curlew 5 (Figure 8.11a) a été utilisé pour la prise de mesures à 77 kHz. Les mesures ont été réalisées entre le 5^e et 50^e centimètre du conducteur, tel qu'indiqué à la Figure 8.11a.

La Figure 8.11b présente l'affichage des données mesurées pour l'échantillon avec les trois configurations de bobinage dans l'abaque 2D. Il est clairement observé que le nuage de points se déplace à droite de l'abaque à mesure que la position z_e de l'émetteur est éloignée. **Comme prévu par les simulations** réalisées avec une topologie correspondante de sonde fermée (Figure 8.6b), **la configuration 3 du bobinage de sonde ouverte permet d'avoir un déplacement des mesures plus à droite de l'abaque par rapport aux deux autres configurations.** Il convient également de souligner la réponse très semblable entre les points de simulations 3D (Figure 8.6b) et les mesures (Figure 8.6b) lorsque la couche de zinc disparaît $e_{zn} = 0$.

Durant une inspection, la sonde doit être capable de traverser les manchons de raccordement qui peuvent être présents dans la portée inspectée. Afin de répondre à ce besoin, quelques supports ont été fabriqués pour tenir la membrane de circuit imprimé, tel qu'illustré à la Figure 8.12. Les tests ont révélé que la sonde fonctionne, notamment pour une forme de « U » avec différents diamètres et longueurs des bouts verticaux, mais **il faut prendre le soin de ne pas plier les bords du circuit imprimé.** La Figure 8.13a illustre un support en forme de « U » qui impose un pliage de l'extrémité du circuit imprimé lors de l'assemblage. Ce repliement crée un couplage inductif qui diffère du modèle d'un solénoïde, ce qui a un impact direct sur l'analyse des données. À la Figure 8.13b, les mesures de l'échantillon Curlew 5 réalisées avec un tel support démontrent l'effet de la courbure des bords : le nuage de points est déplacé à gauche de l'abaque pour les trois configurations proposées.

Pour étendre l'analyse à une forme de sonde ouverte autre qu'un « U », un support en forme de « Ω » présenté à la Figure 8.12b a été fabriqué. La configuration 3 a été testée afin de comparer les réponses des sondes sous la forme de « U » et de « Ω ». L'échantillon Curlew 5 a été mesuré (aux mêmes positions indiquées à la Figure 8.11a) pour ces deux topologies de sonde ouverte, comme le montre la Figure 8.14. Ce résultat démontre que **les nuages mesurés avec la sonde « U » et la sonde « Ω » sont quasiment identiques.**

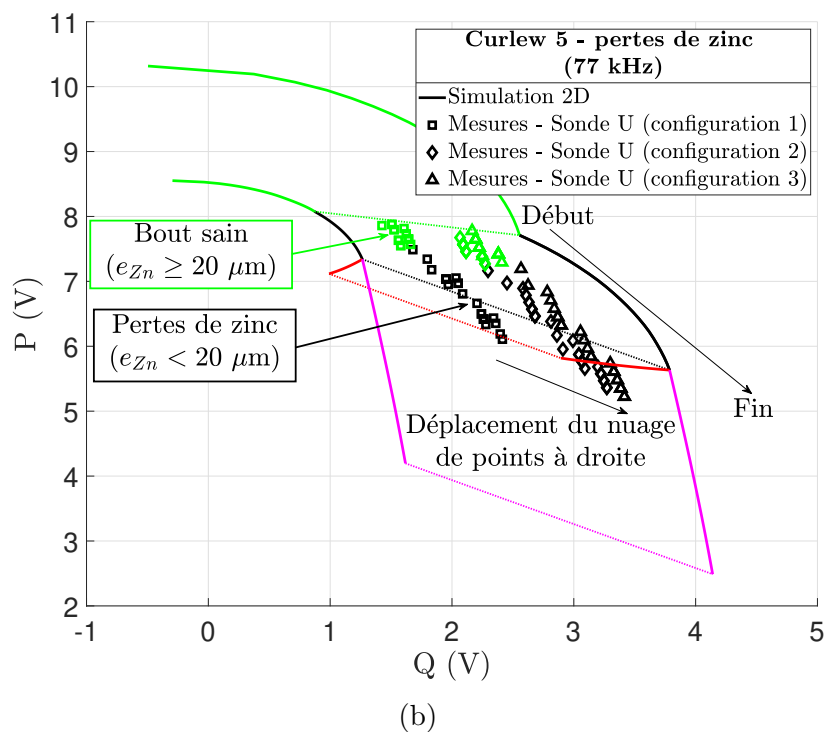
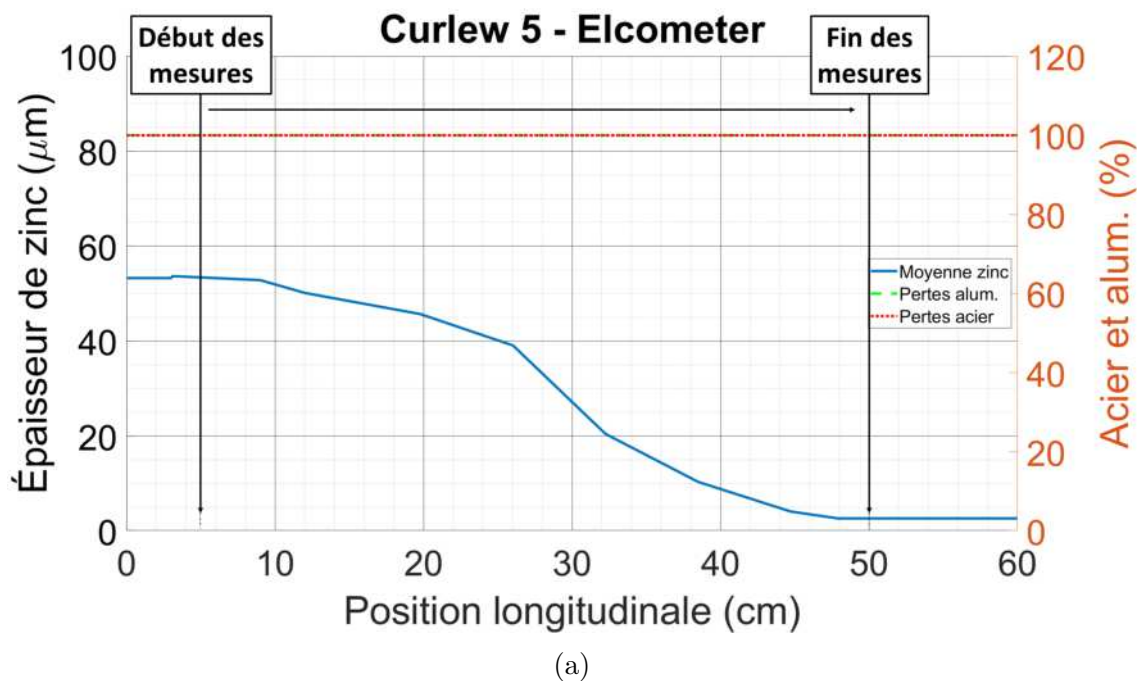


FIGURE 8.11 Mesures de l'échantillon Curlew 5 à 77 kHz avec les trois configurations de sonde ouverte : (a) les données d'épaisseur de zinc (bleu) et pertes d'acier (rouge) et d'aluminium (vert). Adapté de [94] ; (b) nuage de points mesuré du 5^e au 50^e centimètre de l'échantillon. La configuration 3 du bobinage permet de déplacer le nuage de points plus à droite de l'abaque.

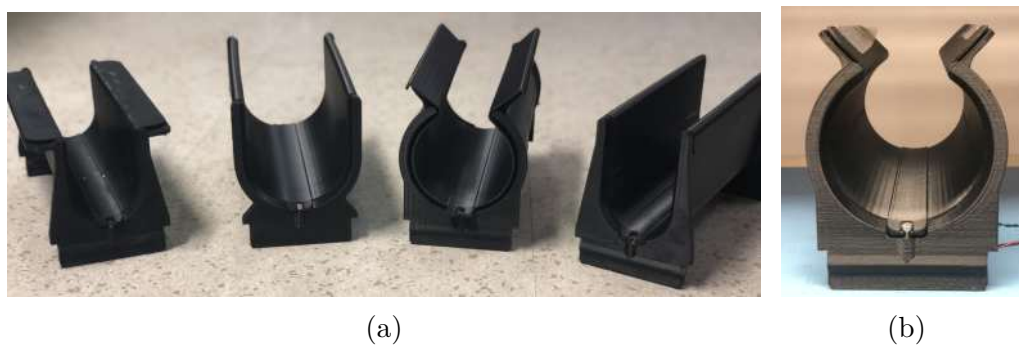


FIGURE 8.12 Formats de sondes ouvertes fabriquées et testées : (a) tous les formats conçus et (b) détail de la sonde en forme de « Ω ».

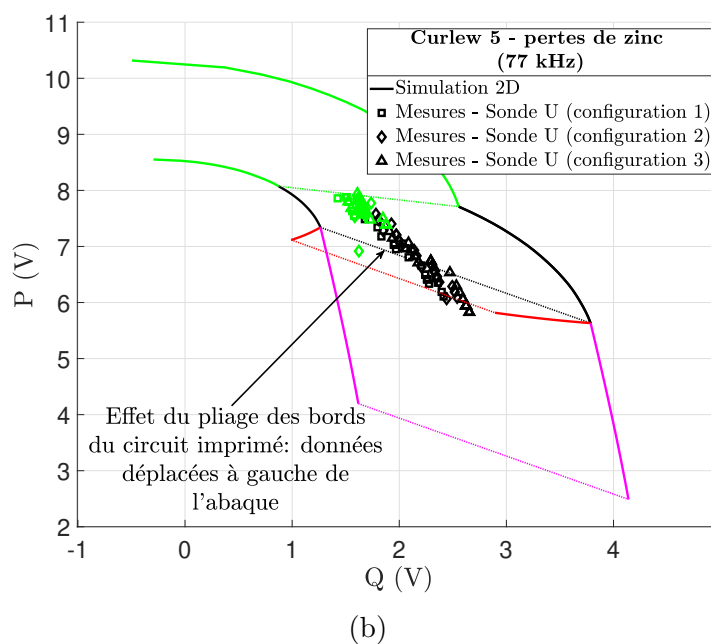
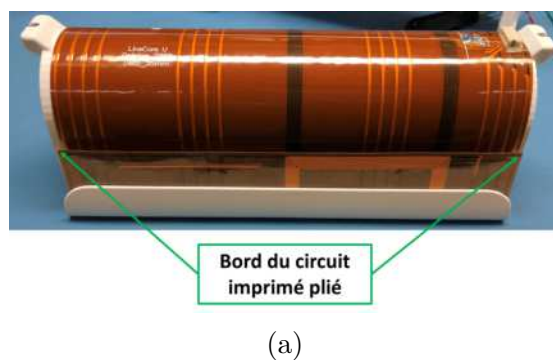


FIGURE 8.13 Effet du pliage des bords du circuit imprimé : (a) détail de l'extrémité de la membrane de circuit imprimé plié et (b) impact sur l'analyse de données.

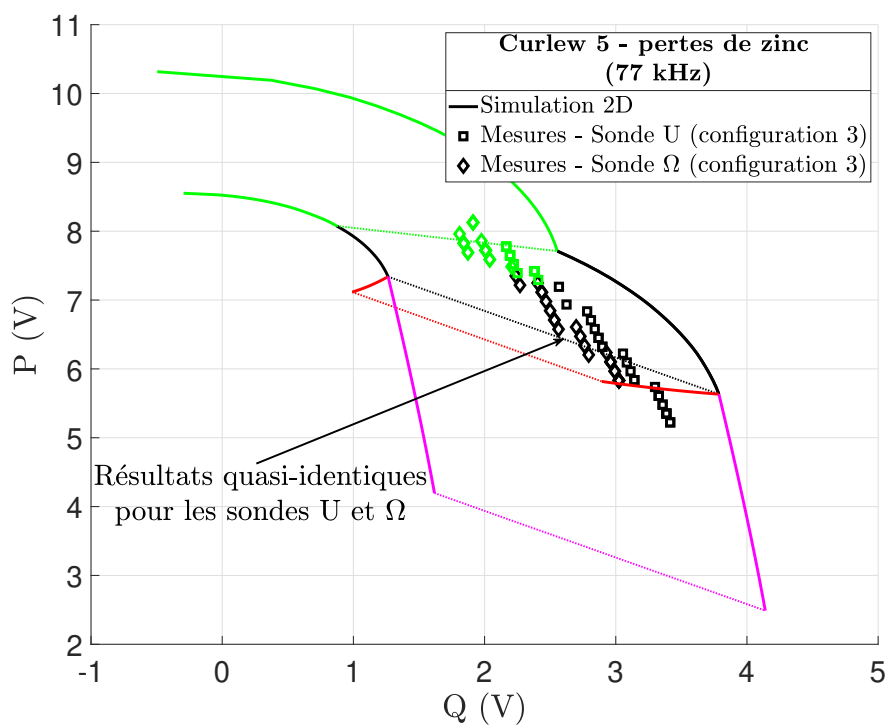
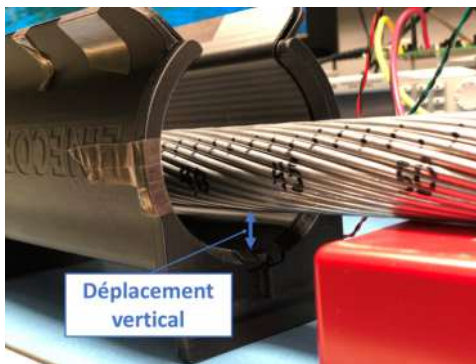
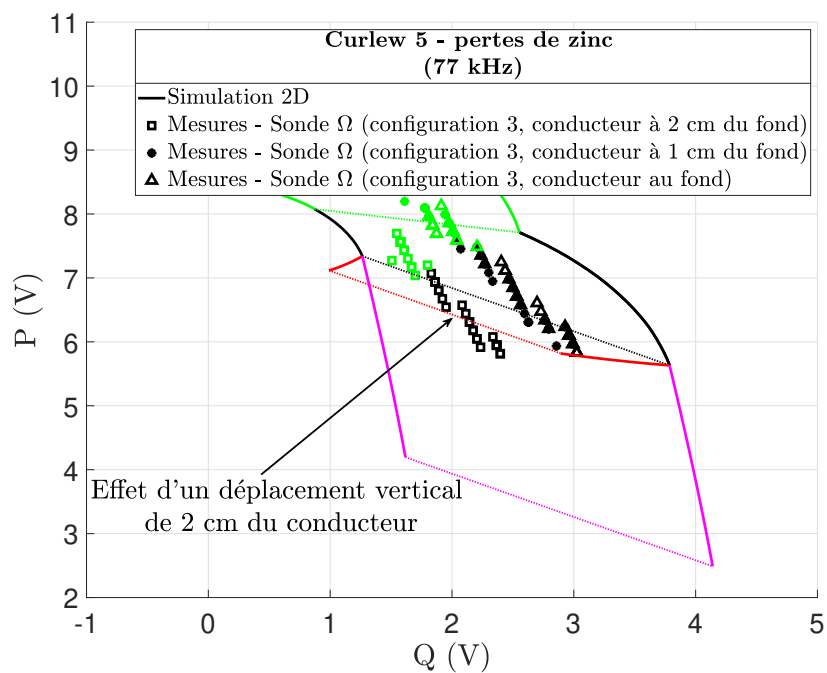


FIGURE 8.14 Mesures de l'échantillon Curlew 5 à 77 kHz avec les sondes « U » et « Ω » (utilisant la configuration 3 du bobinage).

L'effet du **déplacement vertical du conducteur dans le dispositif ouvert** a été aussi sujet d'évaluation. Afin de vérifier un tel effet sur l'analyse de données, la sonde ouverte « Ω » avec la configuration 3 du bobinage a été utilisée pour mesurer l'échantillon Curlew 5 dans trois conditions, à savoir : (i) au fond de la sonde, (ii) à 1 cm du fond de la sonde et (iii) à 2 cm du fond de la sonde, tel qu'illustré à la Figure 8.15a. Le nuage de points présenté à la Figure 8.15b démontre qu'un **déplacement de 2 cm du conducteur par rapport au fond de la sonde déplace le nuage de points à gauche de l'abaque**.



(a)



(b)

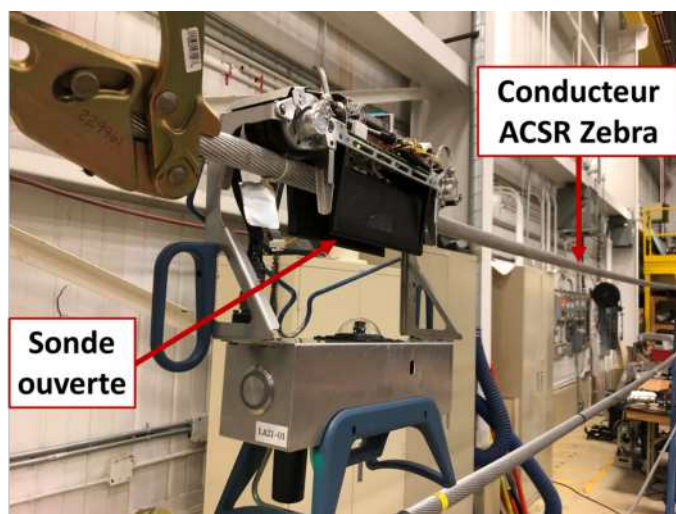
FIGURE 8.15 Effet du déplacement vertical du conducteur dans la sonde : (a) conducteur déplacé par rapport au fond de la sonde et (b) mesures à 77 kHz avec la sonde « Ω », le conducteur étant au fond, à 1 cm et à 2 cm du fond de la sonde.

8.3.2 Tests à l'IREQ

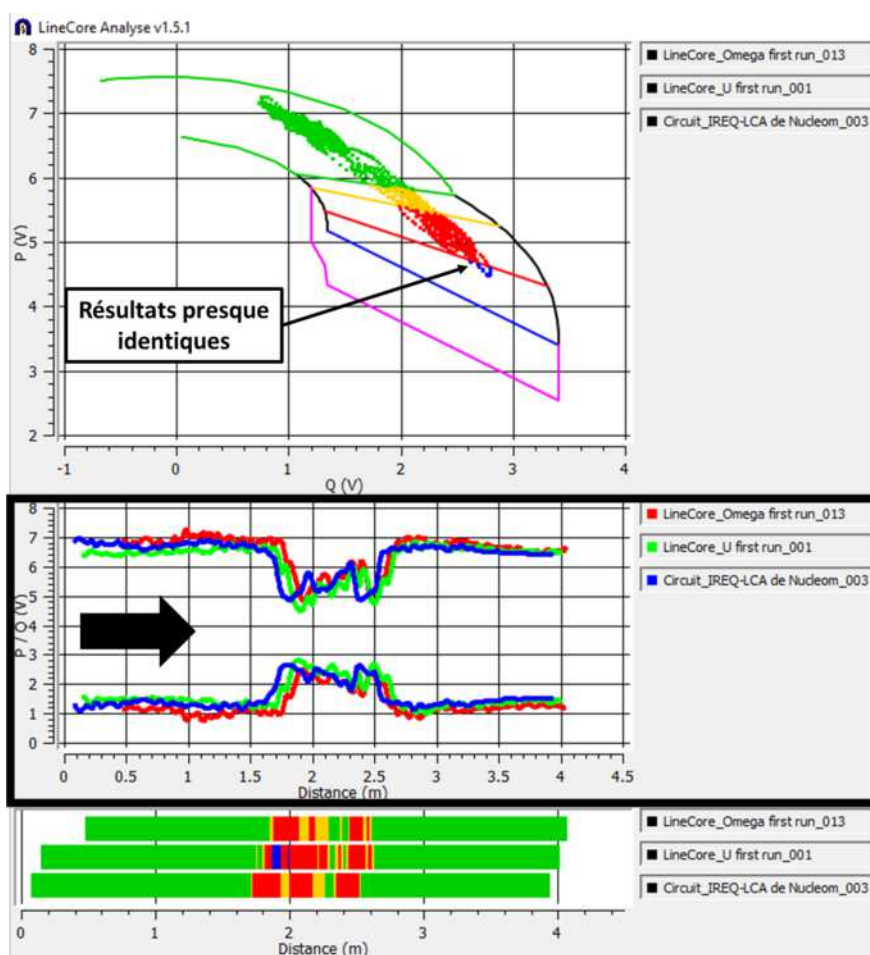
Enfin, la preuve de concept de la topologie de sonde ouverte a été réalisée au banc de tests du laboratoire expérimental de l'IREQ, tel qu'illustré à la Figure 8.16. Dans ce cas, un conducteur ACSR Zebra avec pertes de zinc a été mesuré avec le système d'excitation/acquisition présentement utilisé pour la technologie LineCore, comme le montre la Figure 8.16a, avec les dispositifs suivants : (i) le LineCore actuel fermé, (ii) la sonde « U » (avec la configuration 3 du bobinage) et (iii) la sonde « Ω » (avec la configuration 3 du bobinage).

Le résultat présenté à la Figure 8.16b est clair : malgré de petites différences, **la mesure d'un même conducteur avec les trois sondes donne des résultats quasiment identiques** dans l'abaque (indiqué en haut de la Figure 8.16b). On peut donc conclure qu'**il est possible d'utiliser une sonde ouverte, de géométrie quelconque (sous certaines limites) si le bobinage est correctement paramétré.**

Notons que le système d'acquisition d'Hydro-Québec permet, en plus de l'affichage des données dans l'abaque, une analyse plus détaillée des courbes P/Q (V) en fonction de la distance (m) parcourue par la sonde, tel qu'indiqué par l'encadré noir à la Figure 8.16b. Les signaux mesurés par les sondes « Ω » (en rouge) et « U » (en vert) sont plus précis que ceux de la sonde LineCore actuelle fermée (en bleu), principalement grâce à la configuration hautement précise du bobinage, qui permet entre autres la minimisation du flux sur le récepteur de retour.



(a)



(b)

FIGURE 8.16 Preuve de concept : (a) sonde ouverte placée sur le conducteur ACSR Zebra du banc de test au laboratoire expérimental de l'IREQ ; (b) mesures avec la sonde « U » (configuration 3 du bobinage), la sonde « Ω » (configuration 3 du bobinage) et le LineCore « U » (bobinage du LineCore actuel). La flèche noire indique les courbes P/Q (V) en fonction de la distance (m) parcourue par la sonde.

8.4 Avantages de la technologie et conclusions du chapitre

8.4.1 Principaux avantages

La sonde à ouverture permanente contribue à plusieurs améliorations souhaitées par rapport à la présente technologie LineCore. Celles-ci sont résumées ci-dessous :

- (i) La diminution du poids et de la complexité de la sonde (en retirant le mécanisme motorisé d'ouverture/fermeture et en éliminant plusieurs pièces mobiles) ;
- (ii) L'élimination totale des erreurs de mesure liées à la répétabilité de l'ouverture et de la fermeture ;
- (iii) L'élimination totale du risque que la sonde en service reste coincée avec son porteur (robot ou drone) sur la ligne inspectée.

Grâce à la méthode proposée, qui utilise la méthode d'optimisation développée au Chapitre 5 pour une topologie de sonde fermée en présence des bobines de retour associée à la méthodologie de modélisation 3D de la sonde ouverte présentée à la section 8.2, nous avons démontré qu'il est possible d'utiliser un modèle d'analyse assez simple, basé sur des simulations par éléments finis 2D, pour l'analyse des données mesurées par une sonde à courants de Foucault à ouverture permanente.

8.4.2 Conclusions du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthodologie de conception et la preuve de concept d'une nouvelle topologie de dispositif à courants de Foucault pour l'évaluation de l'état des conducteurs ACSR : la sonde à ouverture permanente. Une demande de brevet provisoire a été déposée pour protéger la propriété intellectuelle de cette invention.

Malgré les limitations de calcul imposées par la complexité du modèle de sonde ouverte qui empêchent actuellement la création d'abaques 3D spécifiques à cette géométrie, il a été démontré qu'il est possible d'utiliser les simulations d'une topologie de sonde fermée de bobinage correspondant pour paramétrer avec une excellente précision la position de l'émetteur z_e qui déplace le nuage de points de mesure vers la droite de l'abaque, et par conséquent, de rapprocher les abaques d'une sonde ouverte en 3D de l'abaque représenté par un solénoïde infini en 2D.

Cependant, les simulations de la sonde ouverte en forme de « U » montrent que les tensions dans les bouts verticaux reliant le récepteur et le récepteur de retour ne s'annulent pas, étant par conséquent une nouvelle source de tension parasite qui doit être considé-

rée dans le calcul de la tension totale induite dans la sonde. Cet effet parasite **pourrait expliquer le comportement observé pour la sonde ouverte, c.-à-d. le nuage de points toujours déplacé à gauche de l'abaque 3D d'une sonde fermée de bobinage équivalent**. Les tests réalisés avec la sonde « Ω » pour évaluer le comportement du nuage de points lors du déplacement vertical du conducteur dans la sonde (Figure 8.15b) ont montré que le déplacement de 2 cm par rapport au fond du dispositif cause un impact significatif sur la valeur des mesures prises.

Ainsi, à la lumière de tout ce qui a été exposé dans ce chapitre, la sonde à ouverture permanente associée à la méthodologie de mesure multifréquence présentée au Chapitre 7 s'avère très prometteuses pour le futur de la technologie LineCore.

CHAPITRE 9 DISCUSSION GÉNÉRALE

La maintenance préventive de conducteurs (et de structures) de lignes de transport haute tension est un facteur clé pour garantir la fiabilité du réseau électrique. Les techniques non destructives, en particulier les inspections électromagnétiques par courants de Foucault associés aux inspections visuelles, ont joué un rôle essentiel dans les stratégies de maintenance préventive d'entreprises du secteur public et privé partout dans le monde, tel qu'expliqué aux Chapitres 1 et 2.

La revue de littérature présentée au Chapitre 2 a montré que ces dernières années, la conception de dispositifs à courants de Foucault pour évaluer la dégradation du zinc dans les conducteurs ACSR a fait l'objet de recherche de la part des grandes entreprises du secteur. Parmi eux, la technologie LineCore d'Hydro-Québec consiste en une sonde à courants de Foucault monofréquence associée à un système d'analyse qui permet de tracer visuellement la réponse de la sonde dans des abaques de corrosion (qui mesurent des variations d'impédance vue par la sonde par rapport à un étalon de calibration) pour surveiller préventivement l'état de la couche de zinc. Cette technologie est basée sur des travaux réalisés au Royaume-Uni par *CEGB/National Grid* [10, 11]. Le principe physique de fonctionnement de ce type de dispositif est régi par le phénomène de diffusion magnétique, présenté au Chapitre 3.

Cependant, il existe actuellement une erreur associée à l'analyse de données de la sonde LineCore, car la technique employée pour la création des abaques de corrosion du dispositif utilise un solénoïde infini pour représenter les bobines émettrices réelles du LineCore. L'imprécision inhérente à cette approximation engendre un mauvais placement du nuage de points mesuré avec le LineCore dans l'abaque, tel que démontré au Chapitre 4.

Malgré le décalage des données, la sonde LineCore est fonctionnelle et peut identifier la détérioration du revêtement de zinc. En contrepartie, l'évaluation simultanée des pertes de zinc, d'acier et d'aluminium dans les conducteurs ACSR demeurerait un défi en raison de la différence de sensibilité de ces trois matériaux par rapport à la fréquence d'excitation du dispositif, tel que discuté aux Chapitres 4 et 5. Bien que l'utilisation de la technique de mesures par courant de Foucault multifréquence s'avère être une approche adéquate pour s'attaquer à une telle problématique, la conception d'une technique de mesure et d'analyse simultanée des matériaux constituant de conducteurs ACSR n'a pas encore été mise en œuvre.

Dans ce contexte, la section suivante présente la synthèse des hypothèses, des résultats et des contributions qui ont permis l'atteinte des objectifs énoncés en introduction.

9.1 Synthèse des hypothèses, des résultats et des contributions par objectif

9.1.1 Objectif spécifique 1 : Développer une méthodologie de modélisation 3D de sondes à courants de Foucault en présence de conducteurs ACSR

Au Chapitre 4 une méthodologie de modélisation et de création des abaques à partir de simulations éléments finis 3D a été proposée. Cette méthode considère les trois hypothèses de base adoptées dans la solution analytique originale de *CEGB/National Grid* [10, 11], soit : la circulation de courants-écrans entre les brins d'aluminium et dans la couche de zinc, et le volume de l'âme du conducteur aimantée. L'effet écran entre brins d'acier est également pris en compte dans [10, 11] pour calculer les limites de gauche et de droite de l'abaque sur la base de deux hypothèses, soit : la circulation de courants-écrans (i) dans tous les brins de l'âme (« *no interstrand currents* » [10, 11]) et (ii) uniquement dans les brins externes d'acier (« *interstrand currents* » [10, 11]). Cependant, la méthodologie 3D ne considère pas l'hypothèse (ii). Cette approximation a été nécessaire en raison des difficultés de maillage du modèle de l'âme à brins fusionnés qui représente le phénomène (« *interstrand currents* »). Pour cette raison, la modélisation 3D utilise uniquement le modèle de l'âme d'acier à brins isolés (« *no interstrand currents* ») pour tracer les limites de gauche et de droite des abaques. L'impact pratique de cette décision est uniquement de rendre l'abaque plus étroit, c.-à-d. que le flux couplé (par la bobine de mesure) calculé pour les deux limites de l'abaque est plus petit.

Le toronnage des brins d'aluminium et d'acier n'est pas considéré dans la méthodologie proposée, car il a été démontré expérimentalement que la masse ajoutée provenant de l'effet de toronnage ne représente qu'une augmentation de $\approx 1\%$ de masse par rapport à un brin droit de longueur correspondante. La modélisation de brins droits permet de simplifier le modèle 3D et d'utiliser la symétrie dans le domaine simulé, ce qui réduit considérablement la charge de calcul. Pour simplifier encore les modèles, le récepteur et le récepteur de retour de la sonde sont représentés par une surface d'air, car aucun courant ne circule à travers ces bobines. Bien que la sonde LineCore ait été choisie comme étude de cas pour démontrer la méthodologie développée, l'approche est valable pour représenter différents dispositifs à bobines fermées rondes.

Les paramètres du bobinage du LineCore ont été modélisés de la manière la plus réaliste possible. Des simulations ont été réalisées à différentes fréquences et pour différents types de conducteurs ACSR du réseau d'Hydro-Québec, permettant de comparer les abaques de corrosion 2D et 3D. Les résultats présentés au Chapitre 4 ont mis en évidence la différence entre les champs magnétiques résultants des simulations 2D et 3D en raison de la différence

de géométrie du bobinage de la sonde adoptée dans les deux cas, ce qui impose un décalage de l'abaque 3D de la sonde LineCore à gauche de l'abaque calculé par l'algorithme de la sonde. Ceci explique pourquoi le nuage de points mesuré avec le LineCore est toujours décalé vers la gauche de l'abaque. Les simulations 3D ont également montré que la différence entre les abaques 2D et 3D devient plus significative lors d'une excitation à basse fréquence du dispositif, car le champ magnétique (3D) dans l'air à l'intérieur de la sonde est considérablement affecté par la présence de l'âme d'acier.

La conclusion est simple : la simulation 3D est fondamentale pour représenter correctement le fonctionnement de la sonde LineCore. Il y a cependant un compromis à faire : la complexité des modèles 3D rend le temps de calcul de la simulation excessivement long (environ 120 fois plus long par rapport à une simulation 2D), et elle présente également un défi en terme de maillage.

9.1.2 Objectif spécifique 2 - Proposer un bobinage de sonde dont la réponse en 3D est identique à un solénoïde infini en 2D

Afin de contourner les difficultés de la simulation 3D et permettre une analyse fiable des résultats de mesure à partir des abaques simulés en 2D, une méthodologie qui permet d'optimiser le bobinage d'une sonde à courants de Foucault pour que la réponse des abaques 3D soit identique à celui en 2D a été développée au Chapitre 5.

La méthode s'adressait initialement à une topologie de sonde en l'absence de bobines de retour (dispositif idéalisé). Cette approche était nécessaire pour tester l'hypothèse adoptée, c.-à-d. faire varier la position z_e de l'émetteur par rapport au récepteur pour superposer les abaques 2D et 3D, avec un modèle 3D plus facile à simuler. Les résultats présentés à la section 5.2.2 ont validé l'hypothèse, permettant l'optimisation de la position de l'émetteur avec une résolution de 0.1 mm, et engendrant des erreurs entre les abaques 2D et 3D qui varient entre $0.5 \times 10^{-3} \text{ V}^2$ et $6 \times 10^{-3} \text{ V}^2$ selon la géométrie du conducteur. En revanche, même en utilisant un modèle 3D plus simple, le processus d'optimisation s'est révélé particulièrement complexe en ce qui concerne la convergence des simulations (du fait du changement du maillage à chaque position z_e évaluée), et coûteux au niveau du temps de calcul (environ 2 heures de simulation pour une seule interaction complète, si les simulations convergent dès la première tentative).

La méthodologie a ensuite été étendue à une topologie de sonde en présence des bobines de retour de l'émetteur et du récepteur. Contrairement à l'hypothèse adoptée dans les travaux [10,11], qui négligeait la contribution de la tension sur le récepteur retour, les simulations 3D de la sonde LineCore ont montré la présence d'une tension parasite $\bar{V}_{rr}$ induite par le flux

vu par le récepteur de retour. Par conséquent, en plus d'optimiser la position z_e de l'émetteur, ce qui permet de rapprocher les abaques 2D et 3D, il a fallu également optimiser la position z_{rr} du récepteur de retour pour éliminer le plus possible la tension parasite. Comme on ne peut pas réaliser une sonde très longue pour placer le récepteur de retour très loin de l'émetteur (pour atténuer au maximum l'intensité du flux magnétique vu par le récepteur de retour), l'hypothèse adoptée a considéré qu'il existe une position entre l'émetteur et l'émetteur de retour où le flux couplé est nul. Ainsi, placer le récepteur à cet endroit éliminerait la tension parasitaire.

En raison de la complexité des modèles et du très grand nombre de combinaisons possibles entre z_e et z_{rr} , l'optimisation simultanée de ces deux paramètres s'est révélée extrêmement difficile. Ainsi, la solution proposée a considéré la position z_e comme le seul paramètre contrôlé par l'algorithme d'optimisation, comme dans le cas d'une sonde sans retour, et deux approches ont été proposées pour évaluer la tension parasite dans le récepteur retour. Dans les deux approches, l'hypothèse adoptée considérait initialement que le placement du récepteur de retour équidistant de l'émetteur et de l'émetteur de retour nous permettrait d'avoir une tension parasitaire presque nulle. La différence essentielle entre les deux approches est la manière de calculer la fonction objectif à être minimisée par l'algorithme. Cependant, les résultats de ces deux approches d'optimisation présentés à la section 5.2.3 ont démontré qu'il est impossible d'annuler complètement la tension sur le récepteur de retour, car les composantes réelles et imaginaires de $\vec{V}_{rr}$ d'un conducteur ne s'annulent pas à la même position z_{rr} . En contrepartie, les résultats obtenus avec l'approche 2 d'optimisation ont permis de minimiser la différence entre les abaques 2D et 3D, ainsi que de réduire la tension parasitaire à 2.82% de la tension calculée dans le récepteur en présence d'un conducteur ACSR Partridge.

9.1.3 Objectif spécifique 3 - Validation expérimentale d'un prototype de sonde optimisé

À l'aide d'un montage de mesure d'impédance et d'échantillons de test fabriqué à Polytechnique et fournis par Hydro-Québec, le prototype de sonde fabriqué à partir des résultats d'optimisation du bobinage d'une sonde sans les bobines de retour a été testé en laboratoire à la fréquence d'opération de la sonde LineCore. Les résultats présentés au Chapitre 6 ont confirmé que l'optimisation du bobinage permet d'utiliser un modèle d'analyse simplifié pour interpréter les résultats de la mesure avec une excellente précision, ce modèle simplifié étant basé sur des simulations éléments finis en 2D. Bien que les tests présentés aient été réalisés avec l'échantillon placé au fond de la sonde, des tests complémentaires ont démontré que le champ induit dans le prototype optimisé est uniforme, c.-à-d. que la tension induite

est constante dans le récepteur, quelle que soit la position du conducteur à l'intérieur de la sonde, comme dans le cas d'un solénoïde infini. Les mesures avec les échantillons de tests à pertes combinées ont mis en évidence la difficulté de séparer les pertes de zinc, d'acier et d'aluminium avec des mesures monofréquence.

9.1.4 Objectif spécifique 4 - Explorer la faisabilité d'utiliser une méthode multifréquence pour mesurer simultanément les pertes de zinc, d'aluminium et d'acier

Pour mettre au point une méthode de mesure multifréquence permettant la mesure simultanée de zinc, d'acier et d'aluminium, la méthodologie présentée au Chapitre 7 présentait en première étape la conception d'un amplificateur de courant pour exciter la sonde avec un signal multifréquence composé de signaux sinusoïdaux superposés (harmoniques entiers de la fréquence fondamentale). Un montage à charge flottante a été utilisé pour faciliter l'asservissement du courant qui traverse l'émetteur à une valeur désirée. Ensuite, une méthodologie de traitement de signal utilisant la FFT a été développée pour traiter le signal de tension mesuré aux bornes d'une résistance de mesure (proportionnel au courant traversant l'émetteur) et dans le récepteur de la sonde, permettant le calcul d'impédances à partir d'un facteur de correction (qui quantifie le ratio entre le courant réel circulant dans l'émetteur et dans la résistance de mesure). La dernière étape de la méthodologie proposait une approche de calibration hybride de la sonde, c.-à-d. utilisant un étalon de calibration en aluminium (pour les fréquences plus hautes) et un étalon en acier (pour les fréquences plus basses). Cette approche a été nécessaire, car dû à la faible sensibilité de l'aluminium à basse fréquence, il a été constaté que l'utilisation d'un étalon de calibration en aluminium, notamment à 1 kHz, ne fonctionnait pas (les données ne se situaient pas aux bonnes positions dans l'abaque).

Les résultats présentés au Chapitre 7 ont démontré un excellent accord entre les mesures effectuées avec l'amplificateur de courant conçu et l'analyseur d'impédance commercial. En plus de la bonne fréquence d'excitation, la calibration propre de la sonde s'est avérée fondamentale pour évaluer correctement la nature de la perte dans les échantillons à corrosion connue.

9.1.5 Objectif principal - Développer une sonde à courants de Foucault légère et précise sur les matériaux constituant des conducteurs ACSR à haute tension, permettant d'évaluer leur état de corrosion

L'ensemble de résultats des objectifs spécifiques 1-4 ci-dessous discutés a permis de valider l'hypothèse principale du projet, c.-à-d. *la possibilité d'utiliser une méthode multifréquence*

pour séparer les pertes de zinc d'acier et d'aluminium dans les conducteurs ACSR. En d'autres termes, cette thèse a démontré qu'avec un dispositif de bobinage hautement optimisé (qui donne des mesures précises et fiables, tout en assurant que sa géométrie est déployable dans un porteur) et des techniques d'excitation et d'analyse multifréquence appropriées, il est effectivement possible d'évaluer quantitativement et en une seule passe de mesure l'état du zinc, de l'acier et de l'aluminium d'un conducteur ACSR haute tension. Ceci permet donc d'attester de l'atteinte de l'objectif principal de ce projet. Il faut bien sûr tenir compte du fait qu'il n'était pas prévu d'avoir un dispositif avec une solution embarquée et prête à la commercialisation à la fin de ce projet.

Hormis des contributions évoquées ci-dessus, le Chapitre 8 présentait un concept qui fait l'objet d'une demande de brevet découlant de l'expertise en simulation et en tests en laboratoire développée/acquise au cours de ces années de travail : l'élimination permanente du mécanisme d'ouverture et de fermeture de la sonde. Autrement dit, nous avons démontré qu'il est possible de réaliser des mesures par courants de Foucault avec des bobines « ouvertes » pour évaluer l'état des conducteurs ACSR, ce qui constitue une innovation marquée par rapport aux concepts classiques. Cette invention apporte plusieurs améliorations à la présente sonde, notamment l'élimination du poids et des erreurs associées aux mécanismes d'ouverture/fermeture.

Une nouvelle méthodologie de modélisation 3D par éléments finis a été développée pour permettre de représenter une telle topologie de dispositif, mais la complexité du modèle empêche la simulation de la sonde ouverte en présence d'un conducteur, du moins avec les ressources de calcul disponibles jusqu'à présent.

Bien qu'il ne soit pas encore possible de créer des abaques 3D du dispositif ouvert, il a été expérimentalement démontré qu'une sonde fermée de bobinage équivalent peut représenter la sonde ouverte. Le nuage de points mesuré avec les deux dispositifs est très similaire, à l'exception d'un décalage. Les données de la sonde ouverte se trouvent toujours à gauche des données de la sonde fermée équivalente. L'hypothèse adoptée considèrerait que le décalage entre les deux topologies pourrait être facilement corrigé en utilisant la technique d'optimisation développée au Chapitre 5, mais il faudrait cependant éloigner l'émetteur de sa position optimale pour déplacer les données de la sonde ouverte vers la droite de l'abaque 2D. Ainsi, à partir de résultats de l'approche 2 d'optimisation de la sonde avec les bobines de retour de l'émetteur et du récepteur, trois configurations de bobinage ont été proposées pour valider expérimentalement cette hypothèse. Les simulations de la sonde ouverte à vide ont montré qu'avec la configuration qui déplace les points de mesure plus à droite de l'abaque, il est possible de réduire la tension parasite dans le récepteur de retour à 8.15% de la valeur me-

surée par le récepteur principal. Des essais effectués avec un montage de mesure d'impédance et sur un banc de tests de l'IREQ ont attesté que la sonde ouverte fonctionne très bien, étant encore plus précise par rapport au LineCore actuel grâce à sa configuration de bobinage de haute précision.

CHAPITRE 10 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

10.1 Synthèse des travaux

L'objectif principal de cette thèse était de *développer une sonde à courants de Foucault légère et précise sur les matériaux constituant des conducteurs ACSR à haute tension, permettant d'évaluer leur état de corrosion*. Cet objectif a été grandement influencé en fonction des besoins de notre partenaire industriel, Hydro-Québec, ainsi que par les résultats et conclusions obtenus au cours de ce travail de recherche. Il s'agit d'une amélioration de la sonde LineCore, de propriété d'Hydro-Québec, actuellement utilisée pour évaluer la dégradation de la couche de galvanisation en zinc des conducteurs ACSR à l'aide d'abaques de corrosion. Quatre objectifs spécifiques ont été établis et l'ensemble des résultats obtenus mettent en évidence l'atteinte de l'objectif principal. Initialement, une modélisation par éléments finis 2D et 3D a été utilisée pour simuler la réponse des dispositifs à des courants de Foucault, optimiser le bobinage de la sonde, et évaluer à quelles fréquences le zinc, l'aluminium et l'acier (présents dans les conducteurs ACSR) sont les plus sensibles. Ensuite, un circuit d'amplification de courant a été conçu pour permettre des mesures multifréquence dans des échantillons de conducteurs ACSR présentant une corrosion connue. Une méthodologie de traitement de signaux a été développée pour séparer les harmoniques de fréquence mesurés afin de permettre l'affichage de données dans les abaques de corrosion des conducteurs à chaque fréquence mesurée. Plusieurs tests expérimentaux ont été réalisés avec un prototype de sonde optimisé, permettant de valider les méthodologies de simulation 3D et d'optimisation du dispositif, ainsi que la méthode de mesure multifréquence proposée.

Revenant à la question de recherche présentée en introduction, « *est-il possible d'évaluer quantitativement l'état de corrosion d'un conducteur ACSR haute tension (pertes de zinc, d'aluminium et d'acier) avec une sonde à courants de Foucault multifréquence ?* », les résultats présentés dans cette thèse permettent de conclure qu'avec une technique multifréquence appropriée (excitation, analyse et choix de fréquences), une calibration adéquate et un dispositif très précis (bobinage hautement optimisé), les pertes de zinc, de l'acier et de l'aluminium peuvent être bien séparées et quantifiées.

En marge des objectifs établis dans ce travail, une conception innovante de sonde à courants de Foucault qui permet l'élimination permanente du mécanisme d'ouverture/fermeture de la sonde a été proposée, démontrant qu'il est possible d'utiliser un dispositif à courants de Foucault avec des bobines « ouvertes » pour évaluer l'état des conducteurs ACSR. Des tests de preuve de concept, réalisés avec des prototypes de sondes « ouvertes », ont démontré qu'il

est possible de prédire avec une grande précision le comportement d'une telle sonde à partir de simulations 3D d'une sonde fermée de bobinage équivalent. La possibilité de supprimer le mécanisme d'ouverture/fermeture permettrait de réduire le poids du LineCore, actuellement autour de 1,85 kg, à une centaine de grammes. La sonde à ouverture permanente s'est avérée être une innovation importante dans le domaine du contrôle non destructif des lignes à haute tension, et elle fait présentement l'objet d'une demande de brevet.

10.2 Limitations de la solution proposée

Au regard de l'objectif principal du projet, la solution proposée a été validée, présentant des résultats très satisfaisants et prometteurs. Cependant, il est important de souligner qu'il n'était pas prévu de disposer d'une solution complète prête à être commercialisée à la fin de la thèse. Les retombées du projet devront passer par un processus de maturation à Hydro-Québec dans une phase post-projet.

Bien que la méthodologie multifréquence explorée dans cette recherche ait présenté des résultats très précis, les tests réalisés dans le cadre de thèse ont été limités à des essais en laboratoire réalisés avec des échantillons contrôlés (à corrosion connue). De plus, le système d'acquisition de mesures multifréquence et l'algorithme de traitement des signaux développés ne sont pas encore automatiquement intégrés à une sonde de « terrain ».

Dans le cas de la sonde à ouverture permanente, la complexité de son modèle 3D en présence d'un conducteur se traduit par des erreurs lors de l'assemblage du système d'équations du modèle dans COMSOL (manque de mémoire RAM) au début de la simulation. Par conséquent, il n'est pas encore possible de tracer l'abaque de la sonde ouverte, ce qui nous empêche pour le moment de développer une méthodologie d'optimisation spécifiquement dédiée à cette topologie de dispositif. Bien qu'il ait été démontré qu'il est possible de représenter le comportement d'une topologie de dispositif ouvert avec une sonde fermée de bobinage équivalent, les simulations de la sonde ouverte en présence d'un conducteur sont nécessaires pour explorer davantage les particularités de la topologie, notamment l'effet parasite dans les bouts verticaux reliant le récepteur et récepteur de retour.

10.3 Améliorations futures

Tout au long de ce document, nous avons exposé les difficultés liées à la modélisation 3D par éléments finis et à la simulation de la sonde en présence d'un conducteur. Dans cette perspective, pour les travaux futurs, notamment pour la suite des simulations de la sonde ouverte, il serait important d'explorer des techniques de calcul alternatives, utilisant par

exemple la méthode des éléments de frontière (« *boundary element method* ») ou une méthode hybride combinant la méthode des éléments finis avec la méthode des éléments frontières, afin de réduire la complexité de discrétisation du maillage et de réduire le temps de calcul. Un changement d'approche de calcul numérique est crucial pour le développement d'une méthodologie d'optimisation du bobinage consacrée à la sonde ouverte.

Concernant la méthode multifréquence, parmi les améliorations possibles, il convient de souligner la possibilité de :

- (i) Évaluer l'impact des effets mécaniques et de température dans les abaques ;
- (ii) Intégrer le présent système d'acquisition multifréquence à l'algorithme de traitement de signaux ;
- (iii) Tester d'autres types d'étalons de calibration en acier (avec différentes géométries et propriétés physiques) pour la calibration de la sonde à basse fréquence ;
- (iv) Évaluer l'influence des champs magnétiques générés par la ligne en service dans les mesures multifréquence ;
- (v) Développer un système d'alimentation et d'acquisition multifréquence embarqué ;
- (vi) Adapter l'interface utilisateur actuelle du Linecore ou développer une nouvelle interface permettant l'interprétation en temps réel des mesures multifréquence dans les abaques aux fréquences correspondantes.

RÉFÉRENCES

- [1] K. Toussaint, N. Pouliot et S. Montambault, “Transmission line maintenance robots capable of crossing obstacles : State-of-the-art review and challenges ahead,” *Journal of Field Robotics*, vol. 26, n^o. 5, p. 477–499, 2009.
- [2] J. Chan, “Tools for conductor evaluation : State of the art review and promising technologies,” *Electric Power Research Institute : Palo Alto, CA, USA*, 2003.
- [3] G. Chen *et al.*, “Damage investigation of the aged aluminium cable steel reinforced (ACSR) conductors in a high-voltage transmission line,” *Engineering Failure Analysis*, vol. 19, p. 13–21, 2012. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1350630711002160>
- [4] C. Azevedo *et al.*, “Fretting fatigue in overhead conductors : Rig design and failure analysis of a Grosbeak aluminium cable steel reinforced conductor,” *Engineering Failure Analysis*, vol. 16, n^o. 1, p. 136–151, 2009. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1350630708000228>
- [5] D. Harvard *et al.*, “Aged ACSR conductors. I. Testing procedures for conductors and line items,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 7, n^o. 2, p. 581–587, 1992. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/127052>
- [6] D. Havard *et al.*, “Aged ACSR conductors. II. Prediction of remaining life,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 7, n^o. 2, p. 588–595, 1992. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/127053>
- [7] Y. I. 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/>
- [8] Hydro-Québec. (2023) Linecore – un détecteur de corrosion pour les conducteurs en aluminium-acier. [En ligne]. Disponible : <http://www.hydroquebec.com/robotique/solutions-transport-linecore.html#intro>
- [9] J. Sutton, “Apparatus and method for monitoring corrosion in electric power cable,” Brevet GB 2 140 564, 1986.
- [10] J. Sutton, “Theory for PC analysis of responses measured by the Overhead Line Corrosion Detector (OHLCD),” National Power Report TEC/L/0398/R91, 1991.
- [11] —, “Electromagnetic Detection of Corrosion in Overhead Line Conductors (ACSR),” Central Electricity Generating Board TPRD/L/2571/R83, 1984.

- [12] COMSOL Inc. (2023) Comsol multiphysics® (version 5.6). [En ligne]. Disponible : <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>
- [13] A. V. Pinto *et al.*, “Remote detection of internal corrosion in conductor cables of power transmission lines,” dans *2010 1st International Conference on Applied Robotics for the Power Industry*, 2010, p. 1–6. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/5624453>
- [14] Y. He *et al.*, “Pulsed eddy current technique for defect detection in aircraft riveted structures,” *NDT & E International*, vol. 43, n°. 2, p. 176–181, 2010. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869509001571>
- [15] N. Nair *et al.*, “A GMR-Based Eddy Current System for NDE of Aircraft Structures,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, n°. 10, p. 3312–3314, 2006. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/1704610>
- [16] Z. Zeng *et al.*, “A Parametric Study of Magneto-Optic Imaging Using Finite-Element Analysis Applied to Aircraft Rivet Site Inspection,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, n°. 11, p. 3737–3744, 2006. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1715684>
- [17] M. Papaelias *et al.*, “High-speed inspection of rails using ACFM techniques,” *NDT & E International*, vol. 42, n°. 4, p. 328–335, 2009. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869508001527>
- [18] Eddyfi Technologies. (2021) Railroad Inspection Applications. [En ligne]. Disponible : <https://www.eddyfi.com/en/application/railroad>
- [19] B. Moreno Torres *et al.*, “An Ontology-Based Approach to Enable Data-Driven Research in the Field of NDT in Civil Engineering,” *Remote Sensing*, vol. 13, n°. 12, p. 2426 (22 pp.) –, 2021//.
- [20] L. Capozzoli et E. Rizzo, “Combined NDT techniques in civil engineering applications : Laboratory and real test,” *Construction and Building Materials*, vol. 154, p. 1139–1150, 2017. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0950061817314903>
- [21] Y. El Masri et T. Rakha, “A scoping review of non-destructive testing (NDT) techniques in building performance diagnostic inspections,” *Construction and Building Materials*, vol. 265, p. 120542, 2020. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0950061820325472>
- [22] A. Carvalho *et al.*, “Reliability of non-destructive test techniques in the inspection of pipelines used in the oil industry,” *International Journal of Pressure Vessels and Piping*, vol. 85, n°. 11, p. 745–751, 2008. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0308016108000781>

- [23] Z. Xu *et al.*, “Assessment of wall thinning in insulated ferromagnetic pipes using the time-to-peak of differential pulsed eddy-current testing signals,” *NDT & E International*, vol. 51, p. 24–29, 2012. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869512000953>
- [24] L. Maeika *et al.*, “High sensitivity ultrasonic NDT technique for detecting creep damage at the early stage in power plant steels,” *International Journal of Pressure Vessels and Piping*, vol. 196, 2022. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869512000953>
- [25] M. Kostan *et al.*, “High temperature gallium orthophosphate transducers for NDT and monitoring purposes in nuclear power plants,” Nottingham, United kingdom, 2016, p. 360 – 369.
- [26] G.-A. Rao, Y.-H. Kang et S.-Z. Yang, “Inspection of high-voltage transmission lines using eddy current and magnetic flux leakage methods,” *Insight-Non-Destructive Testing and Condition Monitoring*, vol. 43, n°. 5, p. 307 – 9, 2001/05/.
- [27] “An Application of Solenoid Sensor for Inspecting Deterioration of ACSR Conductors Due to Forest Fires,” *IEEE Power Engineering Review*, vol. 21, n°. 10, p. 50–53, 2001. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/4311075>
- [28] M. Komoda *et al.*, “Electromagnetic induction method for detecting and locating flaws on overhead transmission lines,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, n°. 3, p. 1484–1490, 1990. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/57992>
- [29] H. R. Weischedel, “The magnetic flux leakage inspection of wire ropes,” *NDT Technologies, Inc*, p. 1–19, 2003.
- [30] C. Dodd et W. Deeds, “Analytical solutions to eddy-current probe-coil problems,” *Journal of applied physics*, vol. 39, n°. 6, p. 2829–2838, 1968.
- [31] J. R. Wait et R. L. Gardner, “Electromagnetic Nondestructive Testing of Cylindrically Layered Conductors,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 28, n°. 2, p. 159–161, 1979. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/4314786>
- [32] C. F. Barbosa, “A theoretical model for corrosion assessment in overhead line conductors,” *Proc. of the V Simp. Brasileiro de Sistemas Elétricos-SBSE, Foz Do Iguaçu*, 2014.
- [33] C. F. Barbosa et F. E. Nallin, “Corrosion detection robot for energized power lines,” dans *Proceedings of the 2014 3rd International Conference on Applied Robotics for the Power Industry*, 2014, p. 1–6. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/7030059>

- [34] C. F. Barbosa, “An eddy current sensor for conductor inspection on energized power lines,” dans *Proceedings of the 2014 3rd International Conference on Applied Robotics for the Power Industry*, 2014, p. 1–5. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/7030058>
- [35] Y. Xia *et al.*, “Detecting broken strands in transmission line—Part 1 : Design of a smart eddy current transducer carried by inspection robot,” *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 23, n°. 8, p. 1409–1422, 2013.
- [36] T.-O. Kim *et al.*, “Modeling of eddy current sensor using geometric and electromagnetic data,” *Journal of mechanical science and technology*, vol. 21, n°. 3, p. 465–475, 2007.
- [37] C. F. Barbosa, “A Simple Formula for Calculating the Coating Thickness of Galvanized Steel Wires,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n°. 7, p. 1–7, 2014. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/6722893>
- [38] B. de Halleux, A. Ptchelintsev et B. de Limburg Stirum, “Thickness and conductivity determination of thin coatings on ferromagnetic substrates in the case of cylindrical symmetry,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 68, n°. 9, p. 3533–3539, 09 1997. [En ligne]. Disponible : <https://doi.org/10.1063/1.1148319>
- [39] G. e. C. Rousseau, “Méthode de diagnostic et d’intervention (MDI) : Description et fonctionnement de l’algorithme d’analyse du LineCore,” IREQ (Hydro-Québec), Rapport technique IREQ 2016-0091, 2016.
- [40] G. Rousseau, “Méthode de diagnostic et d’intervention (MDI) : Analyse et simulation des performances de la technologie LineCore,” IREQ (Hydro-Québec), Rapport technique IREQ 2018-00xx, 2018.
- [41] R. L. Stoll, *The analysis of eddy currents*. Oxford : Clarendon Press, 1974.
- [42] J. Ferguson et R. Gibbon, “Overhead transmission lines-refurbishment and developments,” *Power Engineering Journal*, vol. 8, n°. 3, p. 109–118, 1994. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/291612>
- [43] A. Sophian *et al.*, “Electromagnetic and eddy current NDT : a review,” *Insight*, vol. 43, n°. 5, p. 302–306, 2001.
- [44] E. Kriezis *et al.*, “Eddy currents : theory and applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, n°. 10, p. 1559–1589, 1992. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/168666>
- [45] P. Stucky, “Diffusion effects in eddy current nondestructive evaluation,” mémoire de maîtrise, Electrical and Computer Engineering Department, Iowa State University, 1991. [En ligne]. Disponible : <https://dr.lib.iastate.edu/entities/publication/86fa093d-b489-4a8f-8885-546ed4cb761f>

- [46] Iowa State University - Center for Nondestructive Evaluation. (2023) Basic principles of eddy current inspection. [En ligne]. Disponible : <https://www.nde-ed.org/NDETechniques/EddyCurrent/Introduction/IntroductiontoET.xhtml>
- [47] National Grid plc. (2021) National grid. [En ligne]. Disponible : <https://www.nationalgrid.com/about-us/what-we-do/our-history>
- [48] “Lock-in amplifier,” dans *Wikipédia*, 06 mars 2023. [En ligne]. Disponible : https://en.wikipedia.org/wiki/Lock-in_amplifier
- [49] A. Bernieri *et al.*, “Crack Depth Estimation by Using a Multi-Frequency ECT Method,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, n°. 3, p. 544–552, 2013. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6408116>
- [50] C. P. Dolabdjian *et al.*, “Performance of Magnetic Pulsed-Eddy-Current System Using High Dynamic and High Linearity Improved Giant MagnetoResistance Magnetometer,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, n°. 6, p. 1511–1517, 2006. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/4014155>
- [51] H. L. Libby, “Introduction to electromagnetic nondestructive test method,” *Wiley-Interscience*, 1971.
- [52] G. Yang *et al.*, “Pulsed Eddy-Current Based Giant Magnetoresistive System for the Inspection of Aircraft Structures,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, n°. 3, p. 910–917, 2010. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/5276854>
- [53] C. A. Stott *et al.*, “Pulsed Eddy Current Detection of Cracks in Multilayer Aluminum Lap Joints,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, n°. 2, p. 956–962, 2015. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/6892934>
- [54] Y. Bar-Cohen, “Emerging NDE technologies and challenges at the beginning of the 3rd millennium—Part I,” *The e-Journal of Nondestructive Testing & Ultrasonics*, vol. 5, n°. 1, p. 1–10, 2000. [En ligne]. Disponible : <https://www.ndt.net/article/v05n01/barcohen/barcohen.htm>
- [55] R. A. Smith et G. R. Hugo, “Deep corrosion and crack detection in aging aircraft using transient eddy current NDE,” dans *Proc. 5th Joint NASA/FAA/DoD Aging Aircraft Conference*, 2001.
- [56] “PEC defect automated classification in aircraft multi-ply structures with interlayer gaps and lift-offs,” *NDT & E International*, vol. 53, p. 39–46, 2013. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869512001399>
- [57] “Pulsed eddy current testing with variable duty cycle on rivet joints,” *NDT & E International*, vol. 42, n°. 7, p. 599–605, 2009. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869509000620>

- [58] “Pulsed eddy current technique for defect detection in aircraft riveted structures,” *NDT & E International*, vol. 43, n°. 2, p. 176–181, 2010. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869509001571>
- [59] Avanindra, “Multifrequency eddy current signal analysis,” mémoire de maîtrise, Electrical and Computer Engineering Department, Iowa State University, 1997. [En ligne]. Disponible : <https://dr.lib.iastate.edu/entities/publication/56b8bf8c-7075-4a7e-957c-1a1fb5417df5>
- [60] R. Halmshaw, *Introduction to the non-destructive testing of welded joints*. Woodhead Publishing, 1996.
- [61] J. Blitz et T. Peat, “The application of multi-frequency eddy currents to testing ferromagnetic metals,” *NDT International*, vol. 14, n°. 1, p. 15–17, 1981. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0308912681900584>
- [62] Z. Liu, K. Tsukada et K. Hanasaki, “One-dimensional eddy current multi-frequency data fusion : A multi-resolution analysis approach,” *Insight (Northampton)*, vol. 40, n°. 4, p. 286–289, 1998.
- [63] W. Yin et A. Peyton, “Thickness measurement of non-magnetic plates using multi-frequency eddy current sensors,” *NDT & E International*, vol. 40, n°. 1, p. 43–48, 2007. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869506000715>
- [64] Y. Tao *et al.*, “A Class D Power Amplifier for Multifrequency Eddy Current Testing Based on Multisimultaneous-Frequency Selective Harmonic Elimination Pulsewidth Modulation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n°. 10, p. 8799–8807, 2020. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8890008>
- [65] J. Rodriguez, J.-S. Lai et F. Z. Peng, “Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n°. 4, p. 724–738, 2002. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/1021296>
- [66] M. Malinowski *et al.*, “A Survey on Cascaded Multilevel Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n°. 7, p. 2197–2206, 2010. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/5226574>
- [67] J. Gao, M. Pan et F. Luo, “Defect identification and classification of multi-frequency eddy current test based on spectrum method,” dans *The 2010 IEEE International Conference on Information and Automation*, 2010, p. 1883–1886. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/5512024>
- [68] W. Yin, S. J. Dickinson et A. J. Peyton, “A multi-frequency impedance analysing instrument for eddy current testing,” *Measurement Science and Technology*, vol. 17,

- n°. 2, p. 393, jan 2006. [En ligne]. Disponible : <https://dx.doi.org/10.1088/0957-0233/17/2/022>
- [69] S. Johnstone *et al.*, “Using electromagnetic methods to monitor the transformation of steel samples,” *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 23, n°. 1, p. 21–29, 2001.
- [70] “Foundation of magnetic fields theory,” dans *Magnetic Fields*. John Wiley Sons, Ltd, 2000, ch. 1, p. 1–54. [En ligne]. Disponible : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9783527617418.ch1>
- [71] “Magnetic field diffusion and eddy currents,” dans *Magnetic Fields*. John Wiley Sons, Ltd, 2000, ch. 4, p. 153–234. [En ligne]. Disponible : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9783527617418.ch4>
- [72] “Periodic fields and wave phenomena,” dans *Magnetic Fields*. John Wiley Sons, Ltd, 2000, ch. 3, p. 133–151. [En ligne]. Disponible : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9783527617418.ch3>
- [73] “Appendices,” dans *Magnetic Fields*. John Wiley Sons, Ltd, 2000, p. 541–586. [En ligne]. Disponible : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9783527617418.app1>
- [74] “Fonction de Kelvin-Bessel,” dans *Wikipédia*, 15 mai 2023. [En ligne]. Disponible : https://fr.wikipedia.org/wiki/Fonction_de_Kelvin-Bessel
- [75] Wolfram MathWorld. (2023) Modified Bessel Function of the First Kind. [En ligne]. Disponible : <https://mathworld.wolfram.com/ModifiedBesselFunctionoftheFirstKind.html>
- [76] ——. (2023) Modified Bessel Function of the Second Kind. [En ligne]. Disponible : <https://mathworld.wolfram.com/ModifiedBesselFunctionoftheSecondKind.html>
- [77] R. F. Harrington, “Deterministic Problems,” dans *Field Computation by Moment Methods*. IEEE Press-Wiley, 1993, p. 1–21. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/5264979>
- [78] W. Rucker, R. Hoschek et K. Richter, “Various BEM formulations for calculating eddy currents in terms of field variables,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, n°. 3, p. 1336–1341, 1995. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=376274>
- [79] D. W. Zingg, “Comparison of High-Accuracy Finite-Difference Methods for Linear Wave Propagation,” *SIAM Journal on Scientific Computing*, vol. 22, n°. 2, p. 476–502, 2000. [En ligne]. Disponible : <https://doi.org/10.1137/S1064827599350320>
- [80] J.-M. Jin, *The finite element method in electromagnetics*. John Wiley & Sons, 2015.

- [81] B. Auld et J. Moulder, “Review of advances in quantitative eddy current nondestructive evaluation,” *Journal of Nondestructive evaluation*, vol. 18, p. 3–36, 1999. [En ligne]. Disponible : <https://link.springer.com/article/10.1023/A:1021898520626>
- [82] H. Yin *et al.*, “Chapter 1 - Introduction : Virtual experiments with iBEM,” dans *The Inclusion-Based Boundary Element Method (iBEM)*, H. Yin *et al.*, édit. Academic Press, 2022, p. 1–28. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128193846000097>
- [83] F. Fedele *et al.*, “Fluorescence photon migration by the boundary element method,” *Journal of Computational Physics*, vol. 210, n°. 1, p. 109–132, 2005. [En ligne]. Disponible : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0021999105002007>
- [84] M. Augustyniak et Z. Usarek, “Finite element method applied in electromagnetic NDTE : A review,” *Journal of Nondestructive Evaluation*, vol. 35, p. 1–15, 2016. [En ligne]. Disponible : <https://link.springer.com/article/10.1007/s10921-016-0356-6#citeas>
- [85] H. Tsuboi *et al.*, “Transient eddy current analysis of pulsed eddy current testing by finite element method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, n°. 2, p. 1330–1333, 2004. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/1284666>
- [86] Y. Choua *et al.*, “Mesh Refinement in Eddy Current Testing With Separated T-R Probes,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, n°. 8, p. 2795–2798, 2010. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/5513009>
- [87] H. Zaidi *et al.*, “FEM Technique for Modeling Eddy-Current Testing of Ferromagnetic Media With Small Skin Depth,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n°. 2, p. 129–132, 2014. [En ligne]. Disponible : <https://ieeexplore.ieee.org/document/6749198>
- [88] COMSOL Multiphysics®. (2023) Transition Boundary Condition. [En ligne]. Disponible : <https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.acdc/acdc Ug magnetic fields.08.043.html>
- [89] MathWorks® Community. (2023) fminsearchbnd. [En ligne]. Disponible : <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/8277-fminsearchbnd-fminsearchcon>
- [90] MathWorks®. (2023) fminsearch Algorithm. [En ligne]. Disponible : <https://www.mathworks.com/help/optim/ug/fminsearch-algorithm.html>
- [91] ——. (2023) Set Optimization Options. [En ligne]. Disponible : <https://www.mathworks.com/help/matlab/math/setting-options.html>
- [92] “Méthode de Nelder-Mead,” dans *Wikipédia*, 12 juillet 2023. [En ligne]. Disponible : https://fr.wikipedia.org/wiki/M%C3%A9thode_de_Nelder-Mead

- [93] J. Sain. (2021) Autodesk inventor®. [En ligne]. Disponible : <https://www.autodesk.ca/en/products/inventor/overview>
- [94] Bellemare, J, “Fabrication d’échantillons de tests pour la sonde à courants de Foucault,” École Polytechnique de Montréal, Rapport technique SMILE N0002, 2021.
- [95] Elcometer. (2023) Digital Coating Thickness Gauges. [En ligne]. Disponible : <https://www.elcometerusa.com/Coating-Inspection/Digital-Coating-Thickness-Gauges/>
- [96] Bellemare, J, “Rapport des travaux de Polytechnique Montréal sur le projet SMILE 2020,” École Polytechnique de Montréal, Rapport technique SMILE N0001, 2020.
- [97] “Transformation de Fourier rapide,” dans *Wikipédia*, 8 août 2023. [En ligne]. Disponible : https://fr.wikipedia.org/wiki/Transformation_de_Fourier_rapide
- [98] KiCad. (2023) KiCad EDA. [En ligne]. Disponible : <https://www.kicad.org/>
- [99] Analog Devices Inc. (2023) 500 MHz,Operational Amplifier. [En ligne]. Disponible : <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1222fc.pdf>
- [100] Texas Instruments. (2023) THS312x low-Noise, high-speed current feedback amplifier. [En ligne]. Disponible : https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ths3122.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1693223494242&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.ca%252F
- [101] MathWorks®. (2023) Quick-Control Interfaces. [En ligne]. Disponible : https://www.mathworks.com/help/instrument/quick-control-interfaces.html?s_tid=CRUX_topnav
- [102] ——. (2023) Custom waveforms using EasyWave. [En ligne]. Disponible : <https://siglentna.com/operating-tip/custom-waveforms-using-easywave-csv-templates/>
- [103] ——. (2023) Solve nonlinear curve-fitting (data-fitting) problems in least-squares sense (lsqcurvefit). [En ligne]. Disponible : <https://www.mathworks.com/help/optim/ug/lsqcurvefit.html>
- [104] COMSOL Multiphysics®. (2023) About the Coil Features. [En ligne]. Disponible : https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.acdc/acdc_ug_modeling.06.15.html#:~:text=The%20Coil%20feature%20supports%20two,represented%20and%20the%20modeling%20details.&text=The%20Single%20conductor%20option%20models,in%20which%20the%20current%20flows.
- [105] ——. (2023) Coil. [En ligne]. Disponible : https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.acdc/acdc_ug_magnetic_fields.08.019.html#1374921