

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique



Thèse

Préparée au sein du Laboratoire des Systèmes de Traction Electriques – Batna (LSTEB)

Présentée pour l'obtention du diplôme de :
Doctorat en Sciences en Electrotechnique
Option : Systèmes Electromagnétiques

Sous le Thème :

Contribution à l'Etude de l'E-CND par Courants de Foucault de Matériaux Composites à Fibres de Carbone

Présentée par :

LAHRECH Ahmed Chaouki

Soutenu le : 22/01/2020 devant le jury composé de :

M ^r GUETTAFI Amor	Prof.	Université de Batna 2	Président
M ^r ABDELHADI Bachir	Prof.	Université de Batna 2	Rapporteur
M ^r FELIACHI Mouloud	Prof.	Université de Nantes, France	Co-Rapporteur
M ^r BENSALID Samir	Prof.	Université de Bouira	Examineur
M ^r HELIFA Bachir	MCA	Université de Laghouat	Examineur
M ^r ZAOUI Abdelhalim	Prof.	École Militaire Polytechnique	Invité

Année Universitaire 2019/2020

Remerciements

Le présent travail a été mené conjointement dans l'équipe Modélisation des Dispositifs Electromagnétiques (MDE) de l'Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA) à Saint-Nazaire, le Laboratoire de Physique des Matériaux (LPM) de l'Université de Laghouat, et le Laboratoire des Systèmes de Traction Electriques (LSTEB) de l'Université de Batna 2.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse Monsieur **Bachir ABDELHADI**, Professeur à l'Université de Batna 2, qui m'a encadré tout au long de la période de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et ma profonde gratitude envers mon co-directeur de thèse Monsieur **Mouloud FELIACHI**, Professeur émérite à l'Université de Nantes, (IUT Saint-Nazaire) et Responsable du réseau Inductics-Net, qui m'a accueilli au sein de l'équipe MDE dans le cadre d'un stage de perfectionnement. Sans sa confiance, sa générosité, et sa patience, cette thèse n'aurait pu voir le jour. Je veux vivement le remercier pour la liberté qu'il m'a accordée et les responsabilités qu'il m'a confiées, et qui m'ont permis d'atteindre une maturité scientifique. Ses qualités scientifiques exceptionnelles associées à ses qualités humaines aussi merveilleuses m'ont aidé à surmonter les moments les plus délicats du déroulement des travaux de cette thèse. Un grand merci pour Monsieur FELIACHI ainsi qu'à sa merveilleuse famille.

Je suis très honoré de la présence de Monsieur **Amor GUETTAFI**, Professeur à l'Université de Batna 2, pour avoir accepté de siéger dans mon jury et de l'avoir présidé.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur **Samir BENSAID**, Professeur à l'Université de Bouira, pour sa participation au jury de cette thèse en tant qu'examineur.

Je tiens à remercier du fond du cœur Monsieur **Bachir HELIFA**, Maitre de Conférences A à l'Université de Laghouat, pour l'aide précieuse qu'il a pu m'apporter pour l'accomplissement de ce travail. Il est également remercié pour l'honneur qu'il m'a fait de juger ma thèse en tant qu'examineur.

Je remercie très sincèrement Monsieur **Ibn Khaldoun LEFKAIER**, Professeur à l'Université de Laghouat et Chef de Laboratoire de Physique des Matériaux, pour m'avoir ouvert les portes du laboratoire et mis à ma disposition toutes les ressources dont il dispose.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur le Colonel **Abdelhalim ZAOU**, Professeur à l'Ecole Militaire Polytechnique (EMP) et Chef du Laboratoire de Systèmes Electromagnétiques de m'avoir prodigué d'utiles suggestions tout au long de ce travail et pour ses conseils avisés sur la façon de mener mon projet doctoral.

J'aimerais aussi gratifier les efforts de Monsieur **Mohammed NAÏDJATE**, Maître de Conférences B à l'Ecole Normale Supérieure de Laghouat et Post-Doc à l'IREENA, qui a eu l'amabilité de m'aider en répondant à mes questions et de fournir les explications nécessaires pour l'accomplissement de ma thèse.

Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de mon travail.

Dédicaces

À mes très chers parents. Que Dieu les protège.

À mes chers frères et sœur.

À ma grande famille.

Et à tous mes amis.

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	I
DEDICACES	III
TABLE DES MATIÈRES	V
TABLE DES FIGURES	IX
LISTE DES TABLEAUX	XII
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES CONTROLES NON DESTRUCTIFS

I.1 INTRODUCTION	4
I.2 LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CND	5
I.2.1 Technique d'ultrasons	5
I.2.2 Contrôle par ressuage	6
I.2.3 Méthode de magnétoscopie	6
I.2.4 Méthode de radiographie	7
I.2.5 Méthode de thermographie stimulée	8
I.2.6 Méthodes couplées	8
I.3 CND PAR COURANTS DE FOUCAULT.....	8
I.3.1 Différents types de capteurs	9
I.3.1.1 Capteurs à double fonction	9
I.3.1.2 Capteurs à fonction séparée	10
I.3.1.3 Capteurs différentiels.....	10
I.3.2 Différents modes d'excitation	11
I.3.2.1 Excitation mono fréquence.....	11
I.3.2.2 Excitation multifréquence	12
I.3.2.3 Excitation pulsée	12
I.3.3 Plan d'impédance normalisée.....	12
I.4 CONCLUSION	13

CHAPITRE II

MATERIAUX COMPOSITES

II.1 INTRODUCTION	15
II.2 MATERIAUX COMPOSITES A FIBRES DE CARBONE (MCFCs).....	16
II.2.1 Conductivité électrique des MCFCs.....	17
II.2.2 Principaux défauts affectant les MCFCs	19
II.3 CND PAR COURANT DE FOUCAULT DES MCFCs.....	20
II.3.1 Principe du CND-CF	20
II.3.2 Capteurs et les fréquences utilisées	20
II.3.3 Grandeurs exploitables	22
II.3.4 Caractérisation des défauts	22
II.3.5 Caractérisation des propriétés physiques et géométriques	23
II.3.6 Aspect modélisation	24
II.4 CONCLUSION	25

CHAPITRE III

MODÉLISATION DU DISPOSITIF ET SIMULATION DU CND PAR CF

III.1	INTRODUCTION	27
III.2	DESCRIPTION DU SYSTEME MODELISE.....	27
III.3	ÉQUATIONS DE MAXWELL	28
III.3.1	Conditions aux limites	30
III.3.2	Conditions de passage	30
III.3.3	Conditions de jauge	31
III.4	EXPRESSION DU TENSEUR DE CONDUCTIVITE POUR UN STRATIFIE EN MCFC	32
III.5	FORMULATION MAGNETODYNAMIQUE.....	34
III.5.1	Formulation en potentiels vecteur magnétique et scalaire électrique $\vec{AV} - \vec{A}$	35
III.5.2	Formulation en potentiels vecteur électrique et scalaire magnétique $\vec{T}\phi - \phi$	36
III.5.3	Choix d'une formulation	37
III.6	MÉTHODES DE RÉOLUTION	38
III.6.1	Méthodes analytiques	38
III.6.2	Méthodes numériques.....	38
III.7	APPROXIMATION PAR LA MEF	40
III.7.1	Formulation éléments finis de l'équation magnétodynamique $\vec{AV} - \vec{A}$	41
III.7.2	Calcul numérique de la variation d'impédance du capteur	44
III.8	IMPLEMENTATION ET VALIDATION	45
III.8.1	Validation sur Team workshop problem 7	46
III.8.2	Validation sur une plaque anisotrope	48
III.8.2.1	Bobine à axe vertical sur une plaque anisotrope	48
III.8.2.2	Bobine à axe parallèle à la surface d'une plaque anisotrope.....	51
III.9	CONCLUSION	53

CHAPITRE IV

APPLICATION A L'ÉVALUATION DES PROPRIETES PHYSIQUES DES MCFCs

IV.1	INTRODUCTION	55
IV.2	SYSTEME MODELISE.....	55
IV.3	PROBLEME DIRECT.....	57
IV.3.1	Résultats Numériques et Validation	57
IV.4	PROBLEME INVERSE	63
IV.5	CONCLUSION	66

CHAPITRE V

MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE

V.1	INTRODUCTION	68
V.2	DISPOSITIFS EXPERIMENTAUX.....	68
V.2.1	Analyseur d'impédance « Agilent 4294A ».....	68
V.2.2	Amplificateur à détection synchrone « HF2LI Lock-in Amplifier ».....	69
V.2.2.1	Principe général de la détection synchrone	70

V.3	CAPTEUR (BOBINES SUR CIRCUIT IMPRIME).....	72
V.3.1	Caractérisation géométrique.....	73
V.3.2	Caractérisation électrique.....	74
V.3.3	Caractérisation physique.....	75
V.4	ECHANTILLONS DE TEST.....	77
V.5	MESURES EXPERIMENTALES.....	77
V.5.1	Cartes électroniques développées.....	78
V.5.2	Stratégie de mesure.....	79
V.5.3	Résultats expérimentaux.....	80
V.5.4	Identification du tenseur de conductivité électrique par le problème inverse :.....	81
V.5.5	Vérification :.....	83
V.6	CONCLUSION.....	84
	CONCLUSION GENERALE.....	86
	ANNEXE A : CALCUL ANALYTIQUE DE L'IMPEDANCE D'UNE BOBINE SUR UNE PLAQUE ANISOTROPE.....	89
A.1	Bobine à axe vertical :.....	89
A.2	Bobine à axe horizontal :.....	90
	ANNEXE B : RESOLUTION D'UNE EDP A L'AIDE DE LA PLATEFORME DE CALCUL FENICS.....	91
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	93
	LISTE DES TRAVAUX CONCERNANT LE SUJET DE LA THESE.....	100

TABLE DES FIGURES ET LISTE DES TABLEAUX

TABLE DES FIGURES

Figure I.1: Principe des ultrasons.	5
Figure I.2: Principe du ressuage.	6
Figure I.3: Principe de la magnétoscopie.	7
Figure I.4: CND par radiographie au rayons X.	7
Figure I.5: Schéma de principe du contrôle par thermographie stimulée.....	8
Figure I.6: Schéma de l'influence de la fissure sur les courants de Foucault.....	9
Figure I.7: Sonde à double fonctions.....	10
Figure I.8: Sonde à fonctions séparées.	10
Figure I.9: Sonde différentielle.....	11
Figure I.10: Influence de la conductivité et la fréquence sur le plan d'impédance normalisé.	13
Figure II.1: Exemple de drapage et ses différentes désignations.	16
Figure II.2: Structure des composites stratifiés à renfort en fibres de carbone.	17
Figure II.3 : Mesure de la conductivité par la méthode des pointes, [Park-07]: (a) Méthode à six points, (b) Méthode à quatre points.	18
Figure II.4: Mesure de la résistance de contact entre deux plis, [Chung-01]: (a) Plis croisés, (b) Plis parallèles.	19
Figure II.5: Résumé des différents défauts des matériaux composites.	19
Figure II.6: Principe du CND par courants de Foucault.....	20
Figure II.7: Configurations particulières de capteurs CF pour le contrôle des MCFCs (a) Capteur tournant [Mook-01], (b) Capteurs à bobines orthogonales [Savin-00, Grimberg-05].	21
Figure II.8: Détermination de l'orientation des fibres par la mesure du champ magnétique [Mook-01] (a) La démarche expérimentale (b) La composante normale du champ magnétique.....	23
Figure II.9: Détermination de l'orientation des fibres en utilisant un capteur CF tournant [Mook-01].....	24
Figure III.1: Domaine d'étude.	28
Figure III.2 : James Clerk Maxwell 1831-1879 [Wikipédia].	28
Figure III.3: Frontières ΓE et ΓH	30
Figure III.4: Interface entre deux milieux.	30
Figure III.5: Référentiels fixe et lié aux fibres.	32
Figure III.6: Données géométriques Team workshop problème 7.	46
Figure III.7: Géométrie du Team workshop problem 7 sur Gmsh.	47

Figure III.8: Comparaison des résultats du calcul FEniCS avec les mesures du Team workshop 7 (ligne A1-B1).....	47
Figure III.9: Comparaison des résultats du calcul FEniCS avec les mesures du Team workshop 7 (ligne A2-B2).....	48
Figure III.10: Bobine à axe vertical au-dessus d'une plaque conductrice anisotrope, [Burke-90].	49
Figure III.11: Variation de la réactance normalisée de l'impédance en fonction de la fréquence.	50
Figure III.12: Variation de la résistance normalisée de l'impédance en fonction de la fréquence.	50
Figure III.13: Bobine à axe parallèle à la surface d'une plaque conductrice anisotrope, [Burke-90].	51
Figure III.14: Variation de la partie réelle de l'impédance, en fonction de l'angle de rotation de la bobine.	52
Figure III.15: Variation de la partie imaginaire de l'impédance, en fonction de l'angle de rotation de la bobine.....	53
Figure IV.1 : Système modélisé.	56
Figure IV.2: Système d'excitation.	56
Figure IV.3: Structure des matériaux composites à fibre de carbone considérés.....	57
Figure IV.4: Variation de l'impédance normalisée des bobines du capteur en fonction de leurs positions angulaires au-dessus de quatre plis (0° , 45° , 90° , -45°), pour une valeur des conductivités longitudinale et transversale ($\sigma_L = 5 \times 10^4$ S/m, $\sigma_T = 1 \times 10^2$ S/m).	59
Figure IV.5: Comparaison entre les résultats de la variation d'impédance normalisée par le capteur proposé et le capteur conventionnel [Menana-10], pour une valeur des conductivités longitudinale et transversale ($\sigma_L = 1 \times 10^4$ S/m, $\sigma_T = 1 \times 10^2$ S/m).	59
Figure IV.6 : Variations des impédances normalisées en fonction de σ_L et σ_T au-dessus de quatre plis (0° , 45° , 90° , -45°).....	60
Figure IV.7: Zoom sur la répartition des courants de Foucault dans les quatre plis, ($\varphi = 0^\circ$).	61
Figure IV.8: Zoom sur la répartition des courants de Foucault dans les quatre plis, ($\varphi = 45^\circ$).	62
Figure IV.9: Zoom sur la répartition des courants de Foucault dans les quatre plis, ($\varphi = 90^\circ$).	63
Figure IV.10: Inversion par des RN à deux paramètres d'entrée.	63
Figure IV.11: Résultats de l'inversion sur la base de test pour la conductivité longitudinale.	65

Figure IV.12: Résultats de l'inversion sur la base de test pour la conductivité transversale. ...	65
Figure V.1: Analyseur d'impédance de précision AGILENT 4294A.	69
Figure V.2: HF2LI Lock-in Amplifier.	69
Figure V.3: Procédé de mesure de l'amplitude et de la phase d'un signal par un amplificateur à détection synchrone.	70
Figure V.4: (a) Configuration de mesure de base intégrant un amplificateur à détection synchrone. (b) Mixage et filtrage passe-bas effectués par l'amplificateur à détection synchrone.	71
Figure V.5: Capteur multi-bobines à courant de Foucault.	72
Figure V.6: Vue schématique de conception d'un seul élément de bobine.	73
Figure V.7: Prototype expérimental réalisé au niveau de l'IREENA.	74
Figure V.8: Impédance d'une bobine sur CI.	75
Figure V.9: Echantillons de test en MCFs.	77
Figure V.10: Prototype expérimental réalisé au niveau de Laboratoire de Physique des Matériaux /Université de Laghouat.	78
Figure V.11: Cartes électroniques développées.	78
Figure V.12: Chaîne de mesure.	79
Figure V.13 : Variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'un pli, pour deux fréquences de 1 et de 2MHz.	80
Figure V.14: Variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'une plaque constituée de quatre plis orientés dans les directions $[90^\circ/90^\circ/90^\circ/90^\circ]$, pour deux fréquences de 1 et de 2MHz.	81
Figure V.15: Variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'une plaque comportant cinq plis orientés dans les directions $[0^\circ/90^\circ/0^\circ/90^\circ/0^\circ]$, pour deux fréquences de 1 et de 2MHz.	81
Figure V.16: Algorithme d'identification du tenseur de conductivité électrique par le problème inverse.	82
Figure V.17: Comparaison entre les résultats de calcul et de mesures de la variation de la résistance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire. ...	83

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III.1: Avantages et inconvénients des formulations en potentiels.	37
Tableau III.2: Valeurs numériques des dimensions de la bobine et de la plaque.....	49
Tableau III.3: Valeurs numériques des dimensions de la bobine et de la plaque.....	51
Tableau IV.1: Valeurs numériques des dimensions du capteur et de la plaque en MCFC.	58
Tableau V.1: Valeurs numériques des caractéristiques de la bobine calculées à 1 MHz.....	76
Tableau V.2: Les valeurs identifiées des composantes du tenseur de conductivité électrique.	83

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Grâce à leur légèreté et à leur excellente résistance mécanique et chimique, les matériaux composites en fibre de carbone occupent une place importante dans les industries manufacturières, contrairement aux matériaux conventionnels. Leur utilisation s'est même généralisée dans divers secteurs industriels de haute technologie tels que l'aérospatiale, l'aéronautique, l'automobile et le militaire. Ils ont l'avantage d'augmenter la durée de quelques appareillages grâce à leurs propriétés mécaniques et chimiques. Leur contribution au renforcement de la sécurité grâce à leur résistance en choc et au feu. Ils accordent une meilleure isolation thermique et une bonne isolation électrique. Ils favorisent des conceptions en allégeant des structures tout en réalisant des formes complexes, et peuvent remplir plusieurs fonctions.

En dépit de la remarquable performance des matériaux composites, ceux-ci ne peuvent être écartés de la norme de qualité et de sécurité. Des contrôles non destructifs (CND) s'avèrent nécessaires pour découvrir des défauts potentiels avant leur utilisation et les dommages subis pendant leur fonctionnement.

L'adaptation de certains techniques de contrôle non destructif (CND) aux matériaux composites comme : les ultrasons, la radiographie ou la thermographie infrarouge. Mais ces techniques présentent une restriction du point de vue précision, sensibilité, fidélité de mesure, reproductibilité du signal et parfois même des difficultés de calibration. Ces techniques une fois adaptée à ces matériaux contribuent à un investissement financier très important qui aboutit à une utilisation limitée par les petites et moyennes entreprises.

Récemment, il a été prouvé par expériences qu'il est possible d'exécuter le CND des matériaux composites conducteur à moindre coût. En appliquant des équipements à courant de Foucault conventionnels, la technique des courants de Foucault, spécialement limitée à l'inspection des matériaux métalliques, a été utilisée avec performance pour localiser et caractériser des défauts dans les matériaux composites à base de fibres de carbone. La sensibilité des courants de Foucault d'une part aux ruptures de fibre de carbone et le délaminage d'autre part même très petits au point qu'ils sont indétectables par d'autres techniques, cela représente un avantage significatif.

De nombreux chercheurs ont utilisé l'E & CND pour caractériser et inspecter de tels matériaux. Dans ce contexte, différentes configurations de capteurs ont été évaluées au fil des

années par ceux qui utilisent un capteur de courant de Foucault rotatif tel que, la référence [Cheng-14] qui a utilisé des diagrammes polaires du signal de la sonde émetteur-récepteur à plusieurs positions angulaires pour caractériser la conductivité électrique des matériaux composites à fibres de carbone (MCFCs). La référence [Menana-10] qui a caractérisé les MCFC en utilisant un capteur rectangulaire à courant de Foucault rotatif ; les auteurs ont déterminé les orientations des fibres dans la plaque de matériau composite en fibres de carbone multidirectionnelle. Les références [Mook-01] et [Bensaid-15] ont présenté des dispositifs à courants de Foucault pour les essais non destructifs et la caractérisation des matériaux composites à fibres de carbone en utilisant un dispositif mécanique rotatif supplémentaire. Cependant, les capteurs présentés dans les travaux précédents nécessitent une rotation mécanique, cela permettrait d'engendrer d'éventuelles variations du lift-off suite au mouvement du capteur tournant. Aussi, le processus de test pourrait prendre beaucoup de temps pour analyser la réponse du capteur pour plusieurs positions.

Plusieurs travaux ont montré qu'il y a des capteurs capables d'appliquer un champ magnétique rotatif sans pièce mobile pour caractériser et inspecter de tels matériaux [Xin-11, Ye-15]. Ces bobines d'émetteur-récepteur se composent de trois enroulements identiques situés à 120° l'un de l'autre sur le même axe physique excité par une source de courant sinusoïdale triphasé. Le champ magnétique généré est principalement radial et induit des courants de Foucault dans la paroi du tube. Cependant, ces capteurs sont conçus pour inspecter uniquement les tubes métalliques.

Dans ce travail, nous avons proposé un nouveau concept de capteur à courant de Foucault multi-bobines qui utilise un champ magnétique tournant, excité par une source de courant sinusoïdale biphasé dans le but d'éliminer la rotation mécanique du capteur. Son avantage est d'inspecter, caractériser et effectuer des essais sur des plaques en matériaux composites. En effet, l'angle électrique du champ tournant serait plus facile à contrôler que l'angle mécanique d'un capteur rotatif équivalent. Le champ magnétique tournant va générer donc des courants induits dans la plaque en matériau composite à fibres de carbone. Les avantages associés à l'utilisation de ce capteur incluent une grande vitesse de caractérisation et une meilleure sensibilité, ce qui le rend très attrayant et fiable.

CHAPITRE I

Généralités sur les Contrôles Non Destructifs

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LES CONTROLES NON DESTRUCTIFS

I.1 INTRODUCTION

Le contrôle non destructif (CND) est un ensemble de méthodes qui permettent de caractériser l'état d'intégrité des structures industrielles, sans les dégrader, soit au cours de la production (les pièces qui sortent des fonderies ne sont jamais exemptes de défauts), soit au cours de leur utilisation.

Les domaines d'application sont nombreux :

- L'aéronautique (poutres, ailes d'avion, pièces moteurs, trains d'atterrissage, etc.).
- L'aérospatiale
- L'industrie navale (contrôle des coques).
- L'industrie automobile (contrôle des blocs moteurs).
- Autres (fabrication de mousquetons d'escalade, ouvrages d'art....).

En règle générale dans tous les secteurs produisant :

- des pièces à coût de production élevé en quantité faible, (Nucléaire, Pétrochimique...),
- des pièces dont la fiabilité de fonctionnement est critique. (Nucléaire, canalisation de Gaz...).

Dans ce chapitre nous allons examiner de près les différentes techniques de CND et nous citerons leurs principaux avantages et inconvénients. Nous exposerons en détail la technique utilisant les courants de Foucault.

I.2 LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE CND

I.2.1 Technique d'ultrasons

L'injection des ondes sonores de haute fréquence dans un matériau. Celles-ci sont réfléchies par une surface ou une fissure (Figure I.1). Les ondes ultrasonores (US) se propagent à une vitesse constante dépendant du milieu, mais se réfléchissent sur toutes discontinuités rencontrées. Par analyse des échos reçus (temps de parcours en aller et retour de l'onde), l'anomalie est localisée dans l'espace (Figure I.1). Dans la pratique, l'onde ultrasonore est émise par un élément piézo-électrique, sous forme d'impulsions de quelques microsecondes. Après réflexion sur une surface de séparation (obstacle), cette onde est détectée par l'élément piézo-électrique agissant cette fois-ci comme un récepteur transformant la vibration ultrasonore reçue en tension électrique.

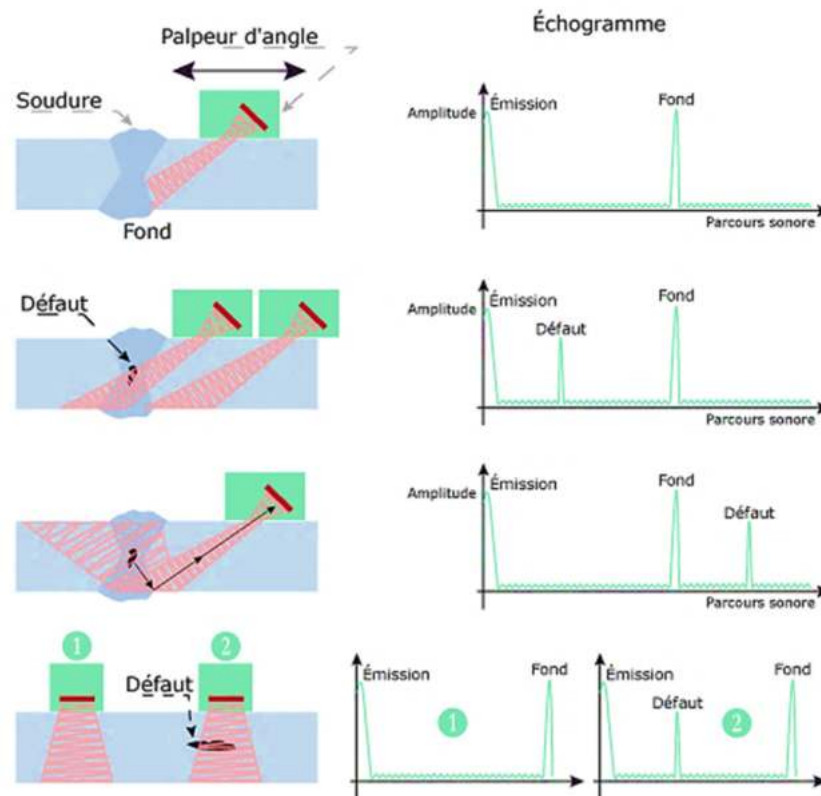


Figure I.1: Principe des ultrasons.

La méthode la plus utilisée pour évaluer l'épaisseur d'une pièce est basée sur la réflexion d'impulsions. Le principe est le même que celui du radar : le transducteur émet une brève impulsion US et reçoit en retour une suite d'échos. La mesure du temps τ d'aller-retour de l'onde dans la pièce testée permet de déduire son épaisseur e connaissant la vitesse de propagation v de l'onde selon l'expression :

$$e = \tau v / 2 \quad (I.1)$$

Le contact entre le transducteur et la pièce n'est jamais parfait : il existe un film d'air les séparant. Quel que soit le matériau testé, la grande différence d'impédance acoustique entre le transducteur et l'air d'une part et entre l'air et le matériau d'autre part constitue un obstacle majeur à la réalisation de la mesure. En effet, la quasi-totalité de l'énergie émise par le transducteur est réfléchiée à l'interface air-matériau. Il est alors nécessaire de déposer un couplant (eau, huile, graisse par exemple) entre le transducteur et le matériau ou encore, d'opérer en immersion totale dans une cuve remplie d'eau. Le milieu de couplage permet de réaliser une meilleure adaptation d'impédance avec le matériau.

I.2.2 Contrôle par ressuage

Cette technique consiste à appliquer sur la surface à contrôler, préalablement nettoyée et séchée, un liquide coloré ou fluorescent. Le liquide pénètre, en particulier par capillarité, dans les ouvertures des défauts. Après un certain temps correspondant à la pénétration du liquide d'imprégnation dans les défauts, l'excès de liquide présent à la surface de la pièce est éliminé par lavage (Figure I.2). La surface est ensuite séchée puis recouverte d'un révélateur du liquide. L'éclairage approprié de la pièce, qui dépend du liquide utilisé, permet l'observation visuelle des défauts à la surface de la pièce. Cependant cette méthode ne permet de mettre en évidence que les défauts débouchant en surface et ne donne pas une caractérisation complète du défaut.

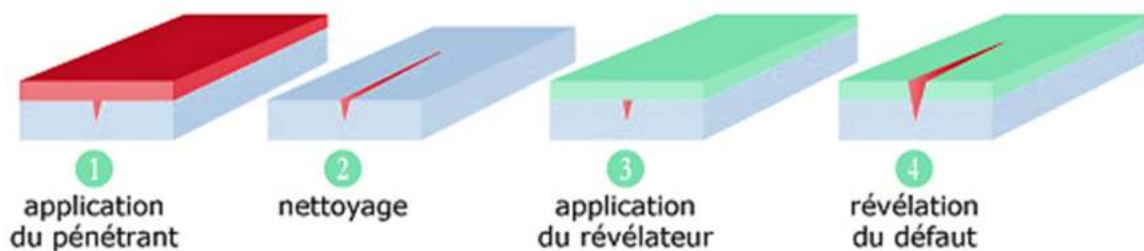


Figure I.2: Principe du ressuage.

I.2.3 Méthode de magnétoscopie

Le principe de cette méthode est basé sur le fait que dans une pièce aimantée, toute anomalie de structure engendre une distorsion des lignes d'induction. Si le défaut est situé au voisinage de la surface, la perturbation engendrée peut être décelée à l'aide de fines particules magnétiques qui s'accumulent à l'aplomb du défaut (Figure I.3). Cette méthode à champ

magnétique continu ne s'applique qu'à des matériaux ferromagnétiques. Elle est d'autant plus efficace que leur perméabilité relative est élevée. L'interprétation des résultats reste toutefois visuelle.

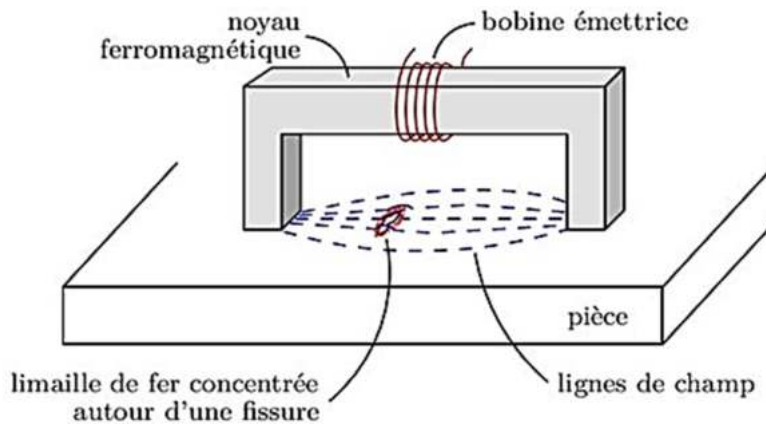


Figure I.3: Principe de la magnétoscopie.

I.2.4 Méthode de radiographie

Le principe de la radiographie est basé sur l'utilisation des rayonnements pénétrants (X, gamma, neutrons, ...) générés par une source et qui sont plus ou moins absorbés dans la pièce à contrôler.

Dans le domaine du CND, les rayonnements sont obtenus généralement par le bombardement d'une cible en tungstène avec des électrons.

Un détecteur approprié (film, écran, ...) convertit le phénomène radiant invisible en image visible et exploitable (Figure I.4).

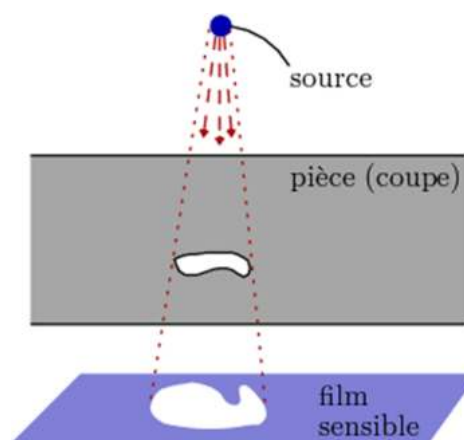


Figure I.4: CND par radiographie aux rayons X.

I.2.5 Méthode de thermographie stimulée

Le CND par thermographie stimulée consiste à appliquer une source d'énergie (Lampe à incandescence, faisceau laser, flux d'air chaud, ...) sur la pièce à contrôler. Le flux résultant de chaleur dans la pièce, et donc la distribution de la température dans celle-ci, est fonction de ses propriétés thermiques et de sa géométrie. La mesure de la distribution de la température à la surface de la pièce est obtenue au moyen d'une caméra infrarouge (mesure de rayonnements thermiques émis par la pièce). Ce qui permet, après résolution du problème inverse et analyse de retrouver certaines propriétés physiques et/ou géométriques de la pièce. L'excitation énergétique peut être de type impulsionnel ou bien périodique.

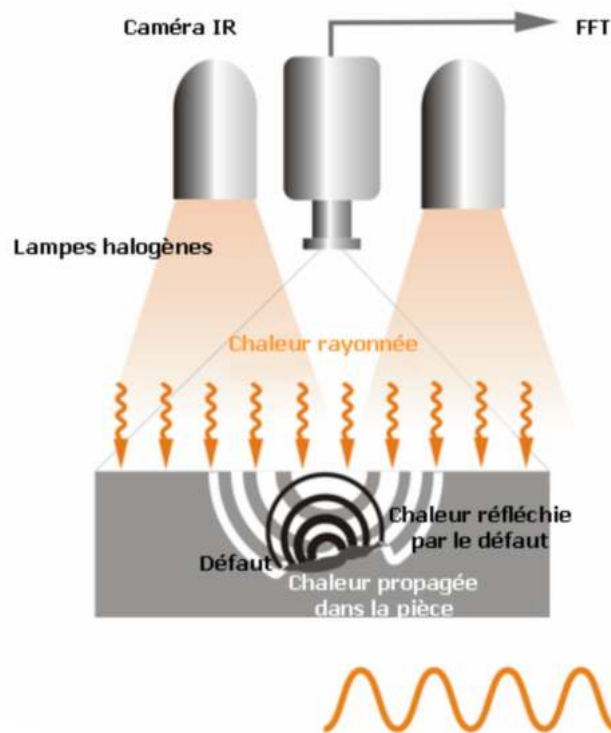


Figure I.5: Schéma de principe du contrôle par thermographie stimulée.

I.2.6 Méthodes couplées

Récemment, des méthodes couplées ont vu le jour et certaines relèvent encore du domaine de la recherche : les méthodes électromagnétiques acoustiques, électromagnétiques ultrasonores ou magnéto-optiques.

I.3 CND PAR COURANTS DE FOUCAULT

Dans le domaine du contrôle de pièces métalliques, la technique des courants de Foucault est l'une des plus anciennes. Dès 1926, les premiers appareils de mesure d'épaisseur sont

apparus. Ces techniques se sont développées essentiellement de manière expérimentale. Les bases techniques et pratiques du contrôle ont été établies durant les années 1950 à 1960, et correspondant au développement des techniques nucléaires. Le contrôle par courants de Foucault est basé sur le phénomène d'induction électromagnétique dont une particularité essentielle est de pouvoir injecter de l'énergie électromagnétique dans un dispositif sans qu'il y ait contact avec l'inducteur. L'évaluation de cette énergie permettra, par l'intermédiaire de mesures adaptées, un accès à des informations concernant la pièce métallique : les propriétés physiques comme la conductivité et la perméabilité, les propriétés géométriques, ou encore la présence de défauts (Figure I.6). Dans les deux premiers cas, nous parlons de l'Évaluation Non Destructive (END), et dans le troisième, de Contrôle Non Destructif (CND).

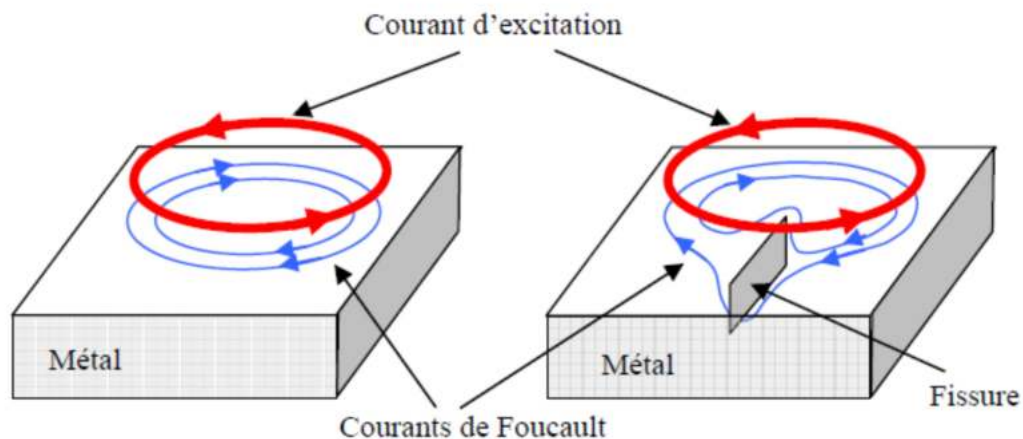


Figure I.6: Schéma de l'influence de la fissure sur les courants de Foucault.

I.3.1 Différents types de capteurs

L'excitation est assurée en pratique par une bobine qu'est généralement de forme circulaire, alimentée sous une tension ou un courant variable. Nous distinguons plusieurs types de capteurs.

I.3.1.1 Capteurs à double fonction

Dans ces dispositifs, les fonctions d'excitation et d'observation sont assurées par les mêmes enroulements. L'exploitation s'effectue à partir de la mesure de l'impédance équivalente de la bobine (Figure I.7). Le calcul de cette dernière est basé sur le modèle du transformateur dont le primaire est la bobine d'excitation et le secondaire en court-circuit est constitué par la pièce inspectée.

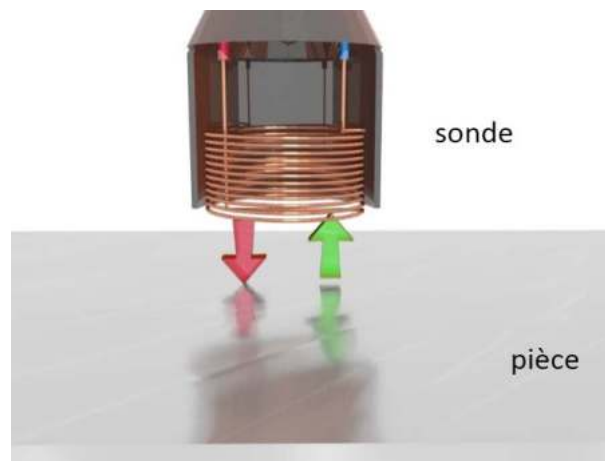


Figure I.7: Sonde à double fonctions.

I.3.1.2 Capteurs à fonction séparée

Dans ce cas, la fonction d'observation se fait à un endroit distinct de l'excitation. Dans la plupart des cas, l'élément de mesure est une petite bobine avec laquelle nous mesurons une ddp induite (Figure I.8). Toutefois, il est possible d'utiliser des composants mesurant directement l'induction magnétique comme les magnétorésistances ou les sondes à effet Hall. La mesure effectuée avec ce type de dispositif est une mesure ponctuelle d'une des composantes de l'induction.

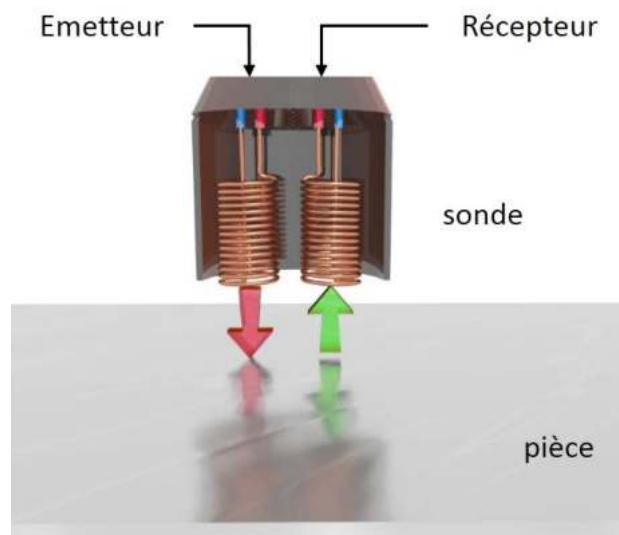


Figure I.8: Sonde à fonctions séparées.

I.3.1.3 Capteurs différentiels

Ils sont constitués d'au moins deux éléments rigidement liés. La mesure différentielle équivaut à comparer deux mesures effectuées simultanément en deux emplacements voisins

(Figure I.9). Ce type de capteur est notamment utilisé en déplacement le long d'une pièce pour détecter des discontinuités.

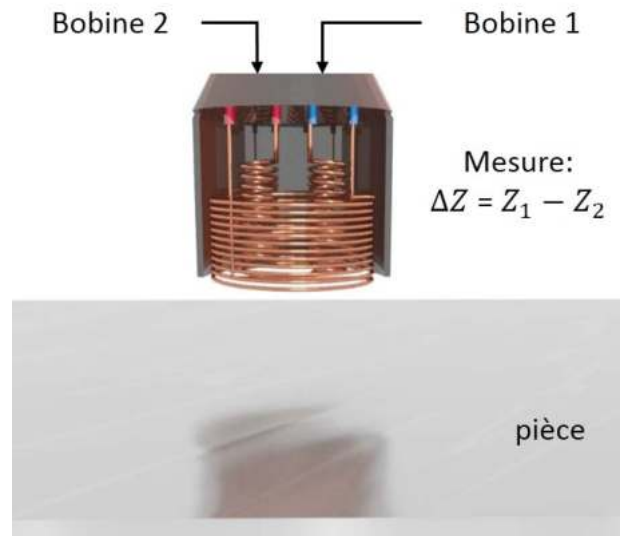


Figure I.9: Sonde différentielle.

I.3.2 Différents modes d'excitation

On distingue trois modes d'excitation :

- Excitation mono fréquence.
- Excitation multifréquence.
- Excitation pulsée.

I.3.2.1 Excitation mono fréquence

Les courants de Foucault sont obtenus par une excitation sinusoïdale, de fréquence fixe. Le choix de la fréquence dépend essentiellement de l'application visée et de la sensibilité aux paramètres recherchés.

Pour une fréquence très basse, l'amplitude des courants de Foucault sera faible et la précision de mesure insuffisante à cause des bruits.

Une fréquence trop élevée fait apparaître des phénomènes capacitifs parasites, engendrés notamment par les capacités inter spires du capteur.

I.3.2.2 Excitation multifréquence

La méthode multifréquence est certainement celle qui est la plus utilisée dans le domaine du CND à courant de Foucault. En réalisant des mesures à plusieurs fréquences d'excitation, il est possible d'atténuer fortement l'effet des grandeurs perturbatrices. L'utilisation de n fréquences permet d'avoir $2 \times n$ informations réelles.

I.3.2.3 Excitation pulsée

La naissance de cette technique dans le milieu des années 50, avec pour application l'évaluation de l'épaisseur de revêtements métalliques, puis elle a été appliquée à la détection de défauts profonds [Clauzon1999]. Elle représente une alternative à l'excitation multifréquence.

La forme des signaux d'alimentation peut être rectangulaire, triangulaire ou semi sinusoïdale, cette dernière est la plus utilisée pour sa simplicité de mise en œuvre.

I.3.3 Plan d'impédance normalisée

Nous nous plaçons dans le cas d'un capteur à double fonction. L'interaction du capteur avec la cible est étudiée en examinant l'impédance complexe du capteur définie par :

$$Z = \frac{V}{I} = R + jX \quad (I.2)$$

Où V et I sont les vecteurs complexes associés à la tension et au courant d'excitation. La composante résistive R caractérise à la fois les pertes par courants de Foucault dans la cible et les pertes internes du bobinage d'excitation, et le terme inductif X représente la réactance liée à la topologie des lignes de champ magnétique.

Pour ne conserver dans l'expression de l'impédance que les variations dues à la présence de la cible, nous introduisons la notion d'impédance normalisée définie par :

$$Z_n = \frac{Z - R_0}{X_0} = R_n + jX_n = \frac{R - R_0}{X_0} + j \frac{X_c}{X_0} \quad (I.3)$$

Où $Z_0 = R_0 + jX_0$ est l'impédance à vide de capteur

En procédant à cette normalisation, la mesure devient indépendante des caractéristiques propres de la bobine (nombre de spires, pertes à vide) et de la croissance de la réactance en fonction de la fréquence. Elle dépend uniquement :

- des paramètres de structure que sont la fréquence d'excitation ' f ' et la géométrie du capteur,
- des paramètres géométriques et physiques de la cible,
- de la distance capteur/cible (lift-off).

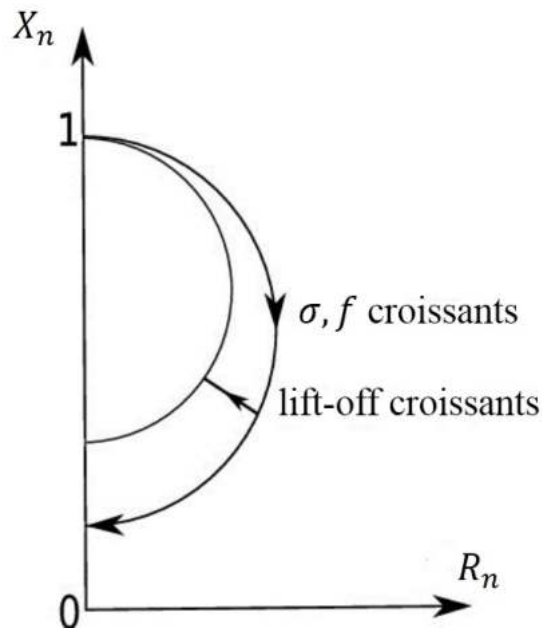


Figure I.10: Influence de la conductivité et la fréquence sur le plan d'impédance normalisé.

I.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les techniques du contrôle non destructif dans lesquelles les capteurs à courants de Foucault tendent à occuper une place de plus en plus importante. En effet, ils sont robustes, simples d'utilisation et permettent des mesures sans contact. A partir de la mesure d'impédance de ce type de capteurs il serait intéressant, dans le domaine du contrôle de pouvoir évaluer les propriétés physiques de la cible, qualitativement mais aussi quantitativement, et détecter d'éventuelles anomalies.

CHAPITRE II

Matériaux Composites

CHAPITRE II: MATERIAUX COMPOSITES

II.1 INTRODUCTION

Un matériau composite est défini comme toute matière (la matrice) métallique ou organique, qui comporte un renfort qui va de la particule de forme allongée à la fibre continue [Berreur-02, Bensaid-06a].

Les matériaux composites disposent d'atouts importants par rapport aux matériaux conventionnels. Ils apportent de nombreux avantages, notamment la légèreté et la résistance mécanique. Ils enrichissent les possibilités de conception en permettant d'alléger des structures et de réaliser des formes complexes. Leur utilisation s'est généralisée à plusieurs secteurs industriels comme l'aérospatial, les transports aériens, routiers, maritimes et ferroviaires, la santé, les sports et loisirs...

Pendant leur utilisation, les matériaux composites sont soumis à des contraintes mécaniques, thermiques et à des impacts qui peuvent causer l'apparition de défauts. D'une autre part, l'augmentation de la probabilité d'apparition de défauts en fabrication est provoquée par la structure complexe de ces matériaux. Il est donc nécessaire de contrôler ces matériaux à leur fabrication et durant leur fonctionnement, en utilisant les méthodes de contrôle non destructif (CND).

Diverses techniques de CND s'adaptent aux matériaux composites, notamment les ultrasons [Tittmann-00, Wevers-00], la radiographie [Crane-00b], la thermographie infrarouge [Thomas-00], et des techniques électromagnétiques basées sur la mesure de la résistance électrique [Chung-01, Chu-01, Park-03, Xia-03, Angelidis-05, Gebrial-06] ou de la transmission d'un champ électromagnétique radio fréquence [Lemistre-97].

Il a été démontré récemment qu'il est possible d'effectuer le CND des matériaux composites conducteurs, et cela à moindre coût, en adaptant des équipements à courants de Foucault conventionnels. L'utilisation réussie de la technique des courants de Foucault pour localiser et caractériser des défauts notamment dans les matériaux composites à fibres de carbone [Lane-91, Gros-95, Gros-98, Mook-01, Savin-00, Grimberg-05]. Outre la caractérisation des défauts, le contrôle par courant de Foucault (CND-CF) a été utilisé pour caractériser les propriétés physiques et géométriques de ce type de matériaux, [Mook-01].

Dans ce chapitre, nous présenterons, d'une manière non exhaustive, un état de l'art du CND-CF des matériaux composites à fibres de carbone. Quelles sont leurs propriétés physiques et géométriques, quels sont les défauts rencontrés dans ces matériaux, quelles sont les possibilités de contrôle par courants de Foucault de ces matériaux, quels sont les types de capteurs utilisés et à quelle fréquence, et finalement, quelles sont les grandeurs qu'on peut exploiter pour la caractérisation.

II.2 MATERIAUX COMPOSITES A FIBRES DE CARBONE (MCFCs)

L'utilisation de plusieurs matériaux comme renforts dans les matériaux composites, l'exemple de la fibre de verre, le bore, la fibre de carbone... En fonction des propriétés recherchées, la structure du renfort peut être aléatoire ou orientée.

Vue leur architecture, les matériaux composites peuvent être classés en trois types : les monocouches, les stratifiées et les sandwichs [Bensaid-06a]. Le composite monocouche est constitué d'un ou plusieurs plis identiques assemblés avec la même disposition des fibres. Un pli est un semi produit d'épaisseur faible (≈ 0.125 mm), composé de fibres noyées dans une matrice. Selon la structure du renfort on distingue : les plis à structures unidirectionnelles dans lesquels les fibres sont orientées dans une même direction, les plis à structures tissées et les plis mats dans lesquels le renfort est à structure aléatoire [Bensaid-06a]. C'est la structure du renfort qui détermine le degré d'anisotropie du matériau composite. Le composite stratifié ou multicouches est un ensemble de couches empilées et orientées suivant un ordre de drapage défini. Ce dernier est l'orientation des plis par rapport à un référentiel donné, il définit les propriétés physiques globales du matériau composite. La Figure (II.1) montre un exemple de drapage ainsi que ses différentes désignations [Gay-97, Bensaid-06a]. Les sandwichs sont des matériaux possédant deux peaux de grande rigidité et de faible épaisseur renfermant un cœur (âme) de forte épaisseur et de faible résistance [Gay-97, Bensaid-06a].

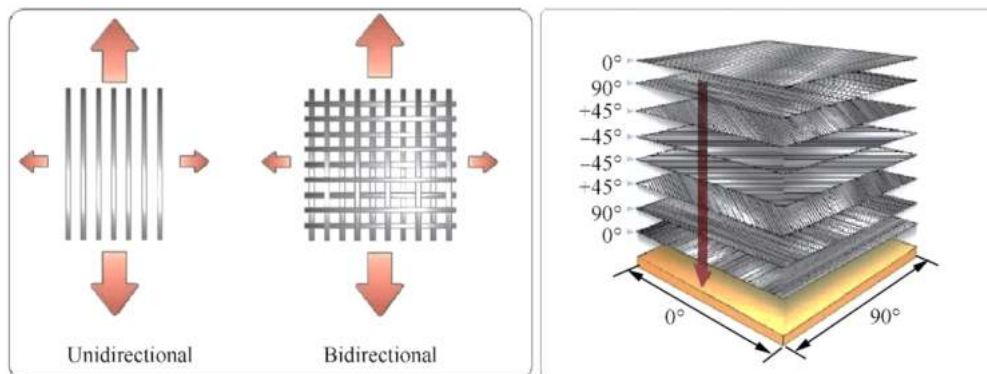


Figure II.1: Exemple de drapage et ses différentes désignations.

Etant donné que les matériaux composites se présentent sous plusieurs aspects, il est évident que nous ne pouvons pas tenir compte de tous ces aspects. Alors, notre étude sera limitée seulement aux structures stratifiées à renfort en fibres de carbone unidirectionnelles noyées dans une matrice en polymère (MCFCs). Ces matériaux sont très utilisés dans le secteur de l'aéronautique. Leur structure est décrite dans la Figure (II.2). Ils sont composés de plusieurs plis unidirectionnels d'environ 125 μm d'épaisseur, empilées avec différentes orientations de fibres. Chaque pli est constitué de fibres de carbone alignées dans la même direction et noyées dans une matrice en polymère, électriquement non conductrice. Le diamètre des fibres varie de 8 à 15 μm , ainsi une dizaine de fibres sont disposées suivant l'épaisseur d'un pli [Berreur-02, Bensaid-06a].

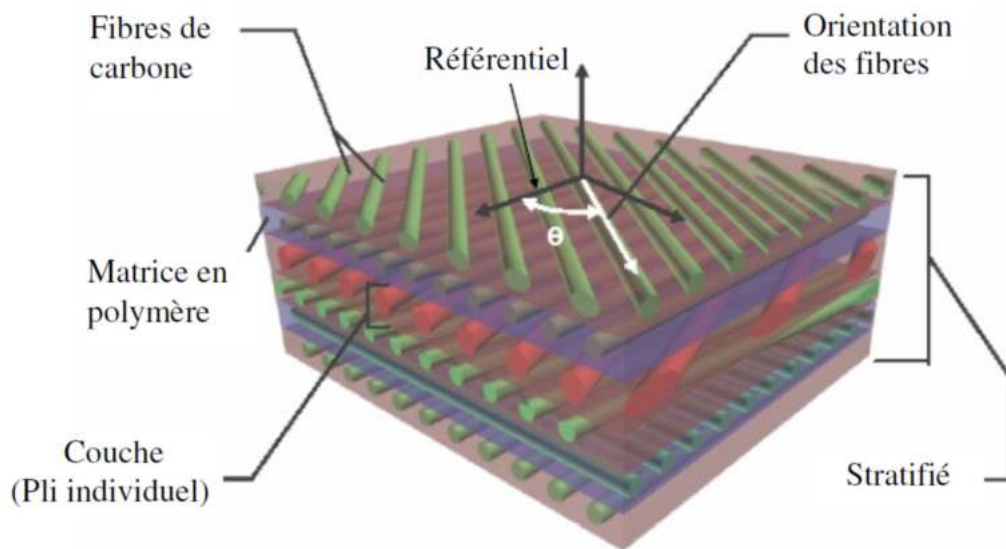


Figure II.2: Structure des composites stratifiés à renfort en fibres de carbone.

II.2.1 Conductivité électrique des MCFCs

Dans chaque pli, la conductivité électrique dépend de la nature et de la fraction volumique des fibres. Même si, dans un pli, les fibres sont alignées dans la même direction, la conductivité dans la direction transversale n'est pas nulle car qu'il y a des contacts entre les fibres qui ne sont pas parfaitement alignées et ne sont pas parfaitement isolées les unes des autres. La conductivité électrique dans un pli varie entre 5×10^3 et 5×10^4 S/m dans la direction des fibres, et entre 10 et 2×10^2 S/m dans la direction transversale [Pratap-96, Grimberg-05]. Lorsque les plis sont assemblés par l'opération de polymérisation [Berreur-02], des contacts se créent entre les fibres des plis adjacents, donnant lieu à une conductivité suivant l'épaisseur du stratifié. La valeur de cette conductivité est d'environ la moitié de la valeur de la conductivité dans la direction transversale aux fibres dans un pli, [Pratap-96].

Il est primordial de connaître la conductivité électrique des MCFCs pour les applications de CND-CF. L'utilisation fréquente des méthodes d'homogénéisation et les mesures en courant continu à l'aide de la méthode des pointes pour la détermination de la conductivité des MCFCs.

L'homogénéisation repose sur la définition des propriétés globales du matériau à l'échelle macroscopique, grâce aux informations dont on dispose à l'échelle microscopique. Il est donc indispensable de connaître la structure du matériau et les propriétés physiques de ses constituants [Pike-74, Trichet-00, Bensaid-06a-b].

La mesure de la conductivité par la méthode des pointes consiste à appliquer un courant entre deux points et mesurer la tension en d'autres points du système. En utilisant la loi d'Ohm et la loi de conservation du courant électrique qui sont résolues analytiquement sur une géométrie relativement simple, on obtient une relation qui donne la conductivité en fonction du courant appliqué et la tension mesurée. J B Park et al. [Park-03, Park-07] ont combiné une mesure à six points, développée par R. Bruch et al. [Bruch-92], avec une mesure à quatre points, développée par J.L. González et al. [González-99], pour l'estimation de la résistivité anisotrope d'une plaque mince en MCFC. La mesure à six points a été utilisée pour déterminer la résistivité suivant la longueur et l'épaisseur de la plaque, tandis que la mesure à quatre points a servi pour mesurer la résistivité suivant sa largeur (Figure II.3).

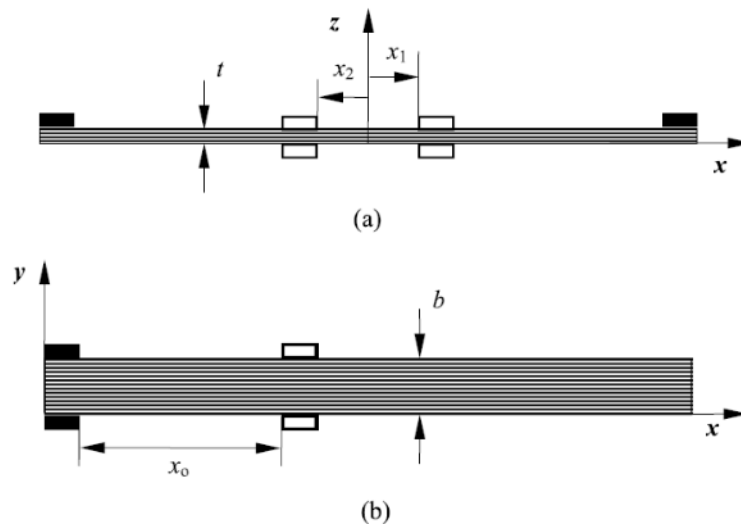


Figure II.3 : Mesure de la conductivité par la méthode des pointes, [Park-07]: (a) Méthode à six points, (b) Méthode à quatre points.

D. D. L. Chung et al. ont présenté une méthode pour la mesure de la résistance de contact entre plis [Chung-01]. Cette méthode consiste à mettre en contact, sur une surface de jonction, deux plis découpés en bandes suivant le sens des fibres, puis faire passer un courant continu entre une extrémité d'un pli et une des extrémités de l'autre pli. En mesurant la différence de

potentiel entre les deux autres extrémités des deux plis (Figure II.4), on déduit la résistance de contact en utilisant la loi d'Ohm.

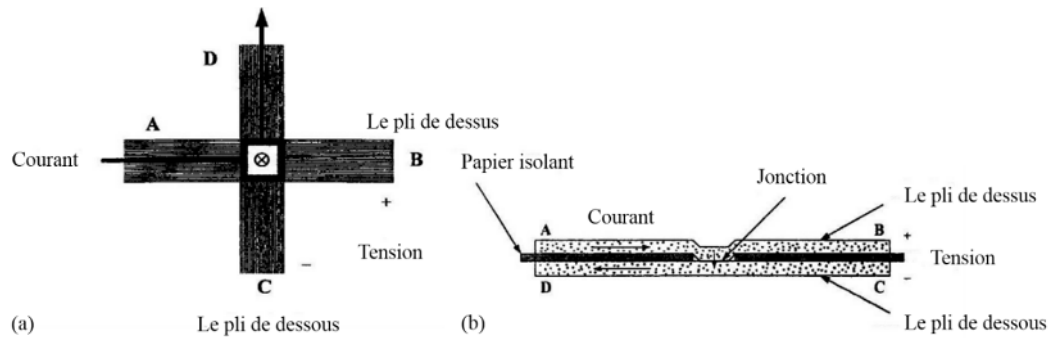


Figure II.4: Mesure de la résistance de contact entre deux plis, [Chung-01]: (a) Plis croisés, (b) Plis parallèles.

Des méthodes sans contact pour la mesure de la conductivité des MCFCs, basées sur le phénomène d'induction électromagnétique, sont présentées par C. Zeller [Zeller-78] et S. Bensaid [Bensaid-06a].

II.2.2 Principaux défauts affectant les MCFCs

Les principaux défauts et endommagements rencontrés dans les MCFCs sont illustrés par la Figure (II.5). On y trouve les fissurations et les ruptures de la matrice, les ruptures de fibres, les décohésions fibre-matrice et les délaminages. Un délaminage est un défaut de cohésion entre deux plis du stratifié [Crane-00a]. Les délaminages abaissent les caractéristiques mécaniques du stratifié et peuvent engendrer la ruine totale de sa structure [Pethrick-00]. Ils résultent d'un très grand nombre de causes ; les plus fréquentes sont l'oubli d'un morceau de film protecteur entre deux plis, l'intrusion d'un produit polluant contaminant localement la résine et supprimant ses pouvoirs adhésifs, l'humidité, les effets de bords et les chocs ...

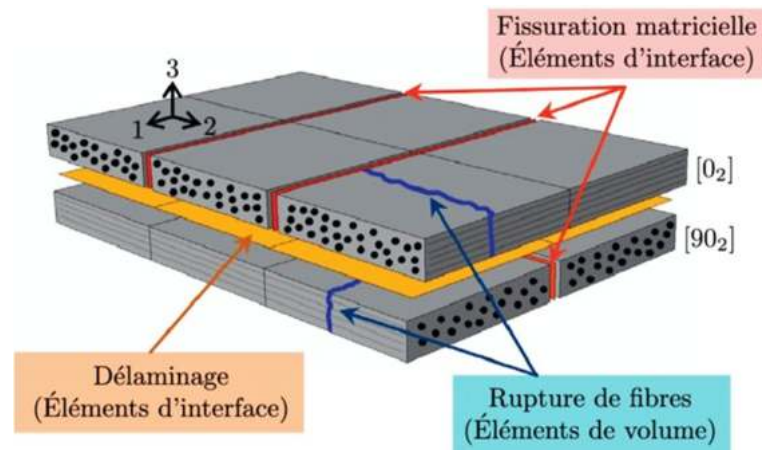


Figure II.5: Résumé des différents défauts des matériaux composites.

II.3 CND PAR COURANT DE FOUCAULT DES MCFCs

II.3.1 Principe du CND-CF

Le contrôle par courants de Foucault repose sur le phénomène d'induction électromagnétique, dont une particularité essentielle est de pouvoir injecter de l'énergie électromagnétique à l'aide d'un inducteur dans un matériau conducteur (induit), sans qu'il y ait contact entre eux.

Sous l'effet de la variation du champ incident, le développement des courants induits se fait dans l'induit. L'intensité et la répartition de ces courants dépendent des propriétés physiques et géométriques de l'induit, de la géométrie de l'inducteur, de sa disposition par rapport à l'induit, ainsi que de la fréquence du courant d'excitation, [Nde-ed].

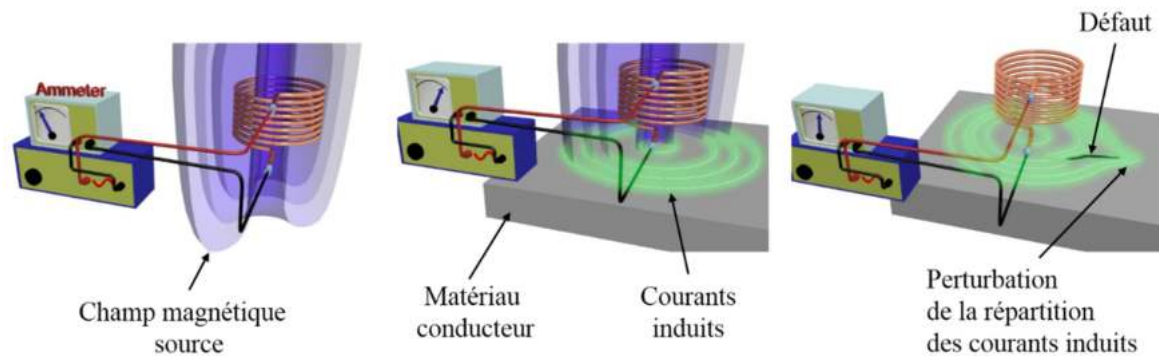


Figure II.6: Principe du CND par courants de Foucault.

Par l'intermédiaire des mesures adaptées, l'évaluation de la réaction électromagnétique de l'induit va permettre l'accès à des informations concernant ses propriétés physiques (conductivité et perméabilité), ses propriétés géométriques (épaisseur), ou encore la présence d'un défaut qui modifie la répartition des courants induits et de la cartographie du champ électromagnétique.

II.3.2 Capteurs et les fréquences utilisées

Le capteur est désigné par l'élément qui assure les fonctions d'induction et de mesure du champ électromagnétique induit. On distingue deux types de capteurs : les capteurs à double fonction pour lesquels les fonctions d'excitation et de mesure sont assurées par le même élément, et les capteurs à fonctions séparées pour lesquels les fonctions d'excitation et de mesure sont assurées par des éléments distincts [Nde-ed]. Dans ces derniers, la grandeur mesurée peut être une tension ou un champ magnétique.

En général, les capteurs CF utilisés sont constitués de simples bobines de géométrie circulaire, avec ou sans noyaux de ferrite. Cependant, selon le type de contrôle à effectuer, la structure des MCFCs peut exiger des configurations particulières de capteurs CF. De plus, la faible conductivité de ces matériaux nécessite l'utilisation de fréquences plus élevées que celles utilisées pour l'inspection des matériaux conventionnels. Elles varient d'une dizaine de kilohertz à une dizaine de mégahertz. Au-delà de 10 MHz le rapport signal sur bruit diminue et l'interprétation des résultats de mesure devient difficile, [Gros-98].

Dans leurs travaux expérimentaux [Mook-01], G. Mook et al. ont utilisé un capteur tournant, dont la structure est décrite dans la figure (II.7-a), pour la détection des délaminages et l'orientation des fibres dans les MCFCs. Il s'agit d'un capteur à fonctions séparées dans lequel l'ensemble constitué de la bobine excitatrice (T) et la bobine réceptrice (R) tourne autour d'un axe de révolution. Pour détecter des ruptures de fibres, l'utilisation d'un simple capteur différentiel par ces auteurs et dans lequel un noyau en ferrite permet de focaliser le champ magnétique dans le matériau. Les deux capteurs sont conçus pour fonctionner au-delà de 500kHz. De leur côté, A. Savin, R. Grimberg et al. ont utilisé un capteur à bobines orthogonales, décrit par la figure (II.7-b), pour la détection des délaminages et l'orientation des fibres dans les MCFCs [Savin-00, Grimberg-05]. La bobine d'excitation est placée à l'intérieur d'une ferrite pour mieux focaliser le champ magnétique dans le matériau. Ce capteur fonctionne à une fréquence de 6MHz.

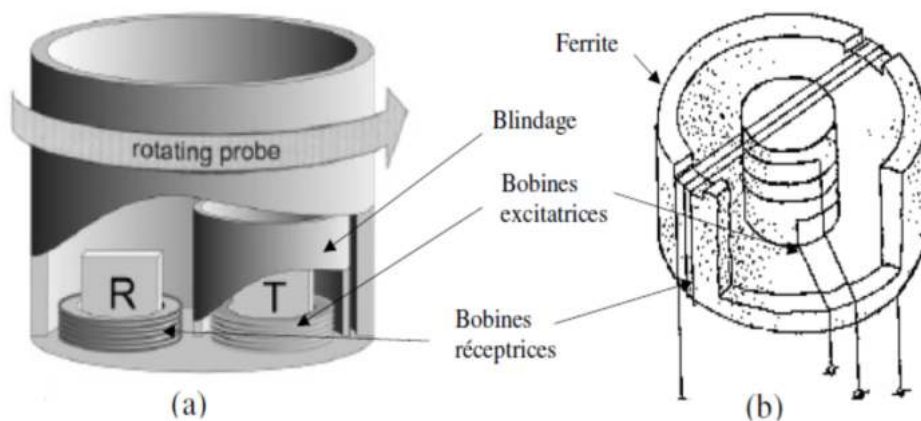


Figure II.7: Configurations particulières de capteurs CF pour le contrôle des MCFCs (a) Capteur tournant [Mook-01], (b) Capteurs à bobines orthogonales [Savin-00, Grimberg-05].

Récemment les magnétomètres supraconducteurs, appelés SQUIDS « Superconductive Quantum Interference Device », ont été utilisés pour le contrôle des MCFCs [Ruosi-02, Carr-03, Graham-04, Bonavolontà-07]. Cette technologie innovante est un outil de grande puissance mis au service du CND par CF. En vertu de leur grande sensibilité et leur dynamique élevée,

les SQUID sont en mesure de détecter de très faibles perturbations du champ magnétique produites par des anomalies structurelles situées à la surface ou à l'intérieur du matériau testé. Ce type de capteur fonctionne à des fréquences allant de 10Hz à 26kHz, [Ruosi-02]. Cependant, il peut effectuer le contrôle des MCFCs aux structures épaisses.

II.3.3 Grandeurs exploitables

Selon le type de capteur utilisé, la mesure est très possible d'une tension, d'un courant ou d'un champ magnétique, dans un contrôle mono fréquentiel [Ruosi-02, Bonavolontà-07].

Lorsqu'on mesure une tension ou un courant, on exploite généralement l'amplitude et la phase du signal mesuré. Cependant, dans ses travaux expérimentaux [Gros-98, Gros-95], X.E. Gros stipule que seule l'amplitude est affectée par la présence d'un défaut dans les MCFCs, tandis que la phase ne change pas de manière significative.

Lorsqu'on mesure un champ magnétique, on s'intéresse aux variations d'amplitude de ses composantes normale et tangentielle à la surface de la pièce testée. Pour éliminer les perturbations statiques dans l'espace, notamment lorsqu'on a à mesurer des champs faibles, il est préférable de mesurer directement son gradient spatial à l'aide d'un gradiomètre magnétique [Carr-03].

II.3.4 Caractérisation des défauts

La méthode des courants de Foucault est susceptible de détecter tout défaut qui modifie de manière significative la répartition des courants induits dans les MCFCs. Les délaminages sont les défauts les moins évidents à détecter, et les avis sont partagés à ce propos. En effet, dans certains travaux, on stipule que les délaminages ne peuvent être détectés par la technique des courants de Foucault, du fait que les courants induits circulent dans des plans parallèles à ces délaminages et ne sont donc pas perturbés [Crane-00a, Pethrick-00]. S.S. Lane et al. [Lane-91] ont conclu que la technique des courants de Foucault ne peut faire qu'une discrimination entre les délaminages avec et sans ruptures de fibres causés par des impacts, en complément au contrôle par ultrasons de ce type de défaut. Cependant, de son côté, X.E. Gros [Gros-98, Gros-95], a pu détecter, expérimentalement, en utilisant un équipement à courants de Foucault standard, des délaminages de 0.01mm sur des pales d'hélicoptères, et des défauts d'impacts entre 0.5 et 0.7 Joules sur des panneaux en MCFCs à cinq plis. Toutefois, il ne précise pas si ces délaminages sont accompagnés de ruptures de fibres ou non. Dans son travail [Mook-01], G. Mook a pu mettre en évidence la possibilité de détection d'un délaminage par la technique

des courants de Foucault. Pour cela, il a réalisé deux stratifiés en MCFCs ; le premier est conçu de telle manière à éviter les contacts électriques entre les plis, tandis que le second est conçu de telle manière à établir des contacts électriques entre les plis. En utilisant le capteur à courant de Foucault tournant que nous avons décrit précédemment, il a relevé sur un plan d'impédance des réponses différentes pour les deux stratifiés.

II.3.5 Caractérisation des propriétés physiques et géométriques

En plus de la caractérisation des défauts, la technique des courants de Foucault a été appliquée pour la détermination des caractéristiques géométriques des MCFCs, en particulier la détermination de l'orientation des fibres dans les différents plis. G. Mook [Mook-01] a présenté deux méthodes pour déterminer expérimentalement l'orientation des fibres dans une plaque en MCFC. La première méthode consiste à mesurer, à l'aide d'une bobine réceptrice, la cartographie du champ magnétique transmis par une bobine excitatrice à travers la surface de la plaque ; les deux bobines étant disposées d'un côté et de l'autre de la plaque (Figure II.8-a). La figure (II.8-b) montre l'effet de l'orientation des fibres sur la distribution de la composante normale du champ magnétique à la surface d'une plaque constituée de plis orientés dans les directions $[45/-45/0/90]$. La deuxième méthode consiste à utiliser la réponse du capteur tournant décrit dans la section 1.3.2. Ce capteur permet de tracer des diagrammes polaires donnant l'intensité du signal de mesure en fonction de son angle de rotation. Le diagramme de la figure (II.9-a) correspond à un stratifié constitué de plis unidirectionnels orientés dans la même direction, tandis que le diagramme de la figure (II.9-b) correspond à un stratifié constitué de plis unidirectionnels orientés dans les directions $[90_2/+45_2/0_2/-45_2]$. Les amplitudes des lobes correspondent aux profondeurs des plis.

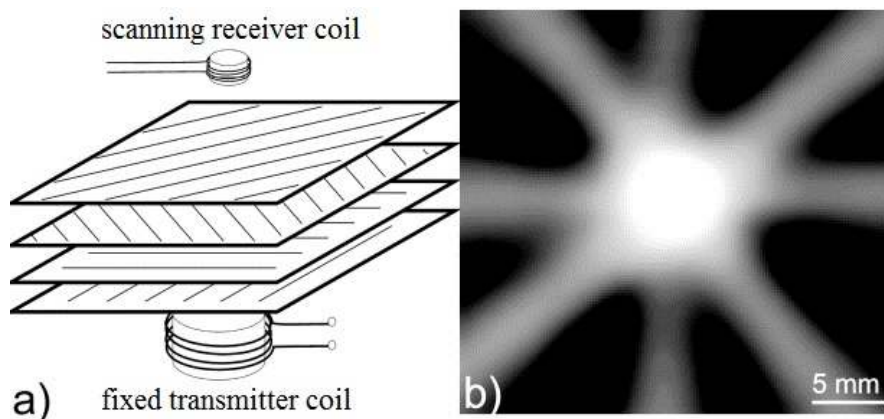


Figure II.8: Détermination de l'orientation des fibres par la mesure du champ magnétique [Mook-01] (a) La démarche expérimentale (b) La composante normale du champ magnétique.

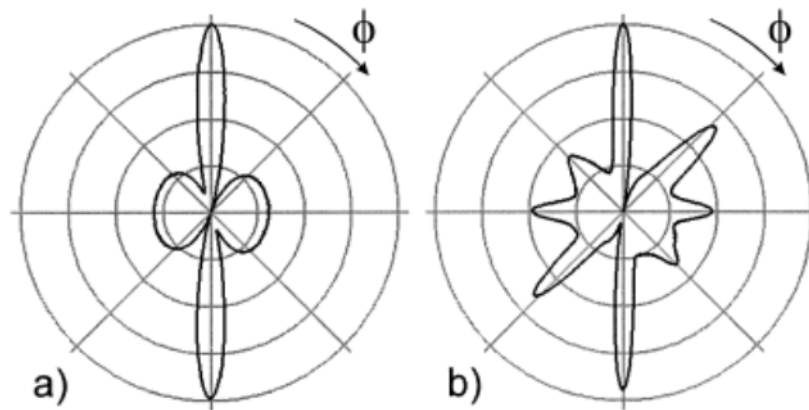


Figure II.9: Détermination de l'orientation des fibres en utilisant un capteur CF tournant [Mook-01].

II.3.6 Aspect modélisation

Dans un calcul de champ électromagnétique des difficultés rencontrées dans l'intégration des MCFCs, sont liées aux facteurs d'échelle, à leur forte anisotropie et à des couplages capacitifs complexes entre fibres et entre plis. Ces phénomènes compliquent non seulement le problème direct, mais aussi l'interprétation et l'inversion des résultats de mesure en vue de la caractérisation.

Le facteur d'échelle intervient à la fois au niveau microscopique et macroscopique. Au niveau microscopique, le diamètre des fibres étant compris entre 5 et 15 μm , une dizaine de milliers de fibres est présente dans une section de 1 mm^2 [Bensaid-06a-b]. Une phase d'homogénéisation des propriétés physiques est à ce jour inévitable [Trichet-00, Doirat-07]. Après la phase d'homogénéisation, le matériau réel est remplacé par une structure anisotrope mais homogène pour chaque pli. Cela ne permet pas de tenir compte des couplages capacitifs entre fibres, et accentue le phénomène d'effet de peau qui était de moindre importance au départ vu le très faible diamètre des fibres. Au niveau macroscopique, l'épaisseur des plis est très petite devant les dimensions du système modélisé. Cela engendre des difficultés de discrétisation lorsqu'on utilise des méthodes numériques. L'anisotropie provient de l'orientation des fibres. Elle a pour conséquence la nécessité de la prise en compte de la nature tensorielle des propriétés physiques, ce qui engendre un caractère tridimensionnel des phénomènes.

D. Placko et I. Dufour ont utilisé un modèle paramétrique pour remonter aux valeurs du lift off et de la conductivité à partir des résultats de mesure de la réponse d'un capteur à courant de Foucault dans le contrôle des MCFCs [Placko-92, Dufour-93]. Ce modèle est basé sur les équations du transformateur, dans lequel le primaire et le secondaire représentent, respectivement, le capteur et la pièce en MCFC. Cette mesure de la conductivité ne tient pas

compte de l'anisotropie ; c'est la conductivité équivalente qui est mesurée. Cependant, si le capteur permet d'avoir une grande résolution spatiale, une telle mesure peut être suffisante pour détecter la présence d'un éventuel défaut.

En vue d'obtenir la distribution des courants induits à la surface d'une plaque en MCFC à partir de la mesure de la composante normale du champ magnétique, G. Mook a présenté une méthode basée sur la formulation des courants sur une grille constituée de boucles élémentaires de forme rectangulaire [Mook-01]. Le courant circulant dans chaque boucle élémentaire est proportionnel à l'induction normale mesurée au centre de cette boucle. Finalement, les composantes de la densité des courants induits sont obtenues par les dérivées spatiales de l'intensité du courant.

Des modèles qui utilisent les dyades de Green ont été développés pour modéliser le champ électromagnétique dans les MCFCs [Sabbagh-88, Roberts-88], ainsi que le calcul de la réponse d'un capteur CF [Bowler-89]. Mais, ces modèles convergent lentement dans le cas des petites épaisseurs, et leurs expressions sont difficiles à développer lorsque le nombre de plis devient important. En plus, ils sont limités aux géométries simples, et la présence de défauts n'est pas prise en compte de manière directe.

II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté, un état de l'art du CND-CF des matériaux composites à fibres de carbone, leurs propriétés physiques et géométriques, les défauts rencontrés dans ces matériaux, les possibilités de contrôle par courants de Foucault de ces matériaux, les types de capteurs utilisés et leur fréquence, et finalement, les grandeurs qu'on peut exploiter pour la caractérisation.

De récents travaux expérimentaux ont pu mettre en évidence le contrôle non destructif par courants de Foucault des MCFCs. Cependant, selon le type de contrôle à effectuer, les structures des MCFCs peuvent exiger des configurations particulières de capteurs CF. De plus, la faible conductivité de ces matériaux nécessite l'utilisation de fréquences plus élevées que celles utilisées pour l'inspection des matériaux conventionnels.

CHAPITRE III

*Modélisation du Dispositif et
Simulation du CND par CF*

CHAPITRE III: MODELISATION DU DISPOSITIF ET SIMULATION DU CND PAR CF

III.1 INTRODUCTION

Un problème électromagnétique est entièrement décrit par les équations de Maxwell, les lois de comportement électromagnétique des matériaux et les conditions aux limites. La résolution d'un tel système permet de déterminer les grandeurs locales (champs magnétique et électrique, densité de courants...) et d'en déduire des grandeurs globales (flux, impédance...). Cependant, ce système ne possède pas toujours une solution analytique. Il est ainsi indispensable de faire appel aux méthodes numériques. La méthode des éléments finis est considérée parmi les méthodes les plus adaptées pour la simulation des problèmes de contrôle non destructif par courant de Foucault.

Pour décrire le comportement du champ électromagnétique dans le système modélisé constitué d'un inducteur représentant un capteur CF et d'un induit en MCFC, nous démarrons des quatre équations de Maxwell auxquelles nous associons les lois constitutives et les conditions de passage aux frontières. Nous exprimons le tenseur de conductivité d'un stratifié en MCFC en fonction du tenseur de conductivité et de l'orientation des fibres de chaque pli par rapport à un repère choisi.

Dans ce chapitre nous exposerons les différentes bases théoriques et la méthode numérique des éléments finis utilisées dans le prochain chapitre. Nous considérerons, tout d'abord, la modélisation électromagnétique à partir des équations de Maxwell, nous aborderons ensuite la méthode de résolution des équations aux dérivées partielles, en l'occurrence la méthode des éléments finis. A la fin de ce chapitre nous présenterons l'implémentation et la validation du système modélisé par la méthode des éléments finis.

III.2 DESCRIPTION DU SYSTEME MODELISE

Le type de système modélisé est représenté par la Figure III. 1. Une structure en matériau composite à fibres de carbone (MCFC) est soumise à l'action d'un champ électromagnétique produit par un inducteur où une densité de courant variable dans le temps est imposée. L'ensemble du système forme le domaine d'étude Ω_n de frontière Γ et les milieux conducteurs forment le domaine Ω_c avec $\Omega_c \subset \Omega_n$.

L'objectif est d'évaluer les courants induits dans la structure en MCFC ainsi que la variation de l'impédance de l'inducteur pour des applications en CND. Il s'agit de caractériser les propriétés physiques et géométriques de la structure.

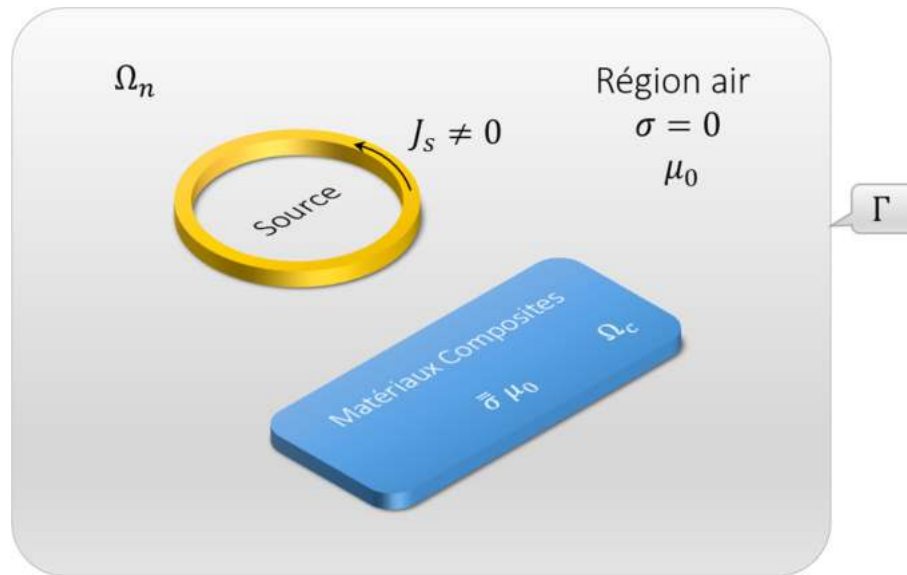


Figure III.1: Domaine d'étude.

III.3 ÉQUATIONS DE MAXWELL

Michel Faraday (1791-1867) est le premier à décrire en 1831 le phénomène d'induction électromagnétique sur une spire conductrice placée à proximité d'une bobine parcourue par un courant variable dans le temps. Léon Foucault (1819-1868) découvrit ensuite les courants induits par un champ électromagnétique dans une masse métallique conductrice ; ces derniers créent à leur tour un champ induit qui s'oppose au champ inducteur selon la loi de Lorenz (1804-1865) énoncée en 1834. En effectuant une synthèse des travaux réalisés dans le XIX^e siècle, James Clerk Maxwell (1831-1879) a formulé une description complète des phénomènes électromagnétiques vers 1875 [Wikipédia].



Figure III.2 : James Clerk Maxwell 1831-1879 [Wikipédia].

L'ensemble des phénomènes électromagnétiques est régi par les équations de Maxwell. Celles-ci constituent un système d'équations aux dérivées partielles qui lient les phénomènes magnétiques aux phénomènes électriques. Ce sont des équations locales qui s'écrivent comme suit :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (\text{Equation de Maxwell-Faraday}) \quad (\text{III.1})$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (\text{Equation de Maxwell-Ampère}) \quad (\text{III.2})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0, \quad (\text{Conservation de flux magnétique}) \quad (\text{III.3})$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho. \quad (\text{Equation de Maxwell- Gauss}) \quad (\text{III.4})$$

Les inductions, les champs magnétiques et électriques sont liés respectivement par les relations constitutives suivantes :

$$\vec{B} = \overline{\mu} \vec{H}, \quad (\text{III.5})$$

$$\vec{D} = \overline{\varepsilon} \vec{E}. \quad (\text{III.6})$$

Les équations ci-dessus décrivent tous les phénomènes électromagnétiques. Cependant, suivant l'application et le dispositif étudié, certains phénomènes peuvent être négligés. En ce qui concerne ce travail, nous considérons les régimes harmoniques ($\frac{\partial}{\partial t} = j\omega$), et les fréquences utilisées sont telles que les courants de déplacement soient négligeables devant les courants de conduction ($\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \vec{0}$).

Le courant d'alimentation est souvent supposé produit par un générateur de courant parfait et sa valeur doit être connue. Ainsi la quantité (\vec{J}) peut être décomposée en une partie imposée (\vec{J}_s) (vecteur densité de courant source) et une partie due au vecteur champ électrique induit, pour laquelle on gardera la notation ($\overline{\sigma} \vec{E}$) qui exprimera uniquement le vecteur densité des courants de Foucault. La relation (III.2) s'écrit donc :

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \Rightarrow \nabla \times \vec{H} = \vec{J}_s + \overline{\sigma} \vec{E}, \quad (\text{III.7})$$

A partir des équations (III-2) et (III-4), avec la densité volumique de charge considérée comme nulle ($\rho = 0$), on peut déduire que la densité de courant est à flux conservatif :

$$\nabla \cdot \vec{J} = 0 \quad (\text{III.8})$$

III.3.1 Conditions aux limites

Le système composé des équations de Maxwell et des lois de comportement admet une infinité de solutions. Des conditions aux limites doivent être données sur la frontière du domaine d'étude afin d'assurer l'unicité de la solution.

La frontière Γ du domaine d'étude Ω est décomposée en deux régions complémentaires Γ_E et Γ_H telles que $\Gamma = \Gamma_e \cap \Gamma_h$ et $\Gamma = \Gamma_e \cup \Gamma_h = \emptyset$ (Figure III.3). Les conditions $\vec{n} \times \vec{E} = \vec{0}$ et $\vec{n} \times \vec{H} = \vec{0}$ sont respectivement imposées sur Γ_E et Γ_H .

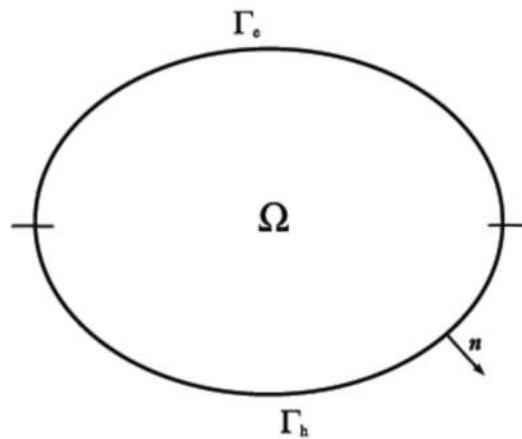


Figure III.3: Frontières Γ_E et Γ_H .

III.3.2 Conditions de passage

Lors du passage d'un milieu 1 à un milieu 2 Figure (III.4), les grandeurs de champs subissent des discontinuités aux interfaces et, ne sont pas différentiables.

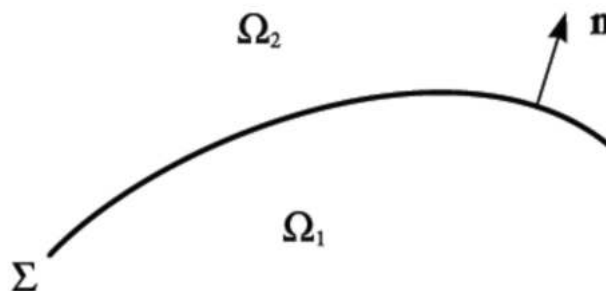


Figure III.4: Interface entre deux milieux.

D'un point de vue électromagnétique, ce sont des champs et/ou des inductions qui peuvent subir des discontinuités au passage de certaines interfaces. Les conditions de passage électromagnétiques sont explicitées comme suit :

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique en présence des courants surfaciques J_{sur} .

$$(H_2 - H_1) \times \vec{n} = J_{sur} \quad (\text{III.9})$$

- Continuité de la composante normale de l'induction magnétique à l'interface.

$$(B_2 - B_1) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{III.10})$$

- Continuité de la composante tangentielle du champ électrique.

$$(E_2 - E_1) \times \vec{n} = 0 \quad (\text{III.11})$$

- Discontinuité de la composante normale de l'induction électrique en présence des charges surfaciques ρ_{sur} .

$$(D_2 - D_1) \cdot \vec{n} = \rho_{sur} \quad (\text{III.12})$$

Il convient également de borner le domaine afin d'étudier le système pour une géométrie finie. Des conditions supplémentaires sur les frontières du domaine d'étude sont alors nécessaires.

III.3.3 Conditions de jauge

Dans les équations de Maxwell, les champs s'expriment soit à un gradient près (champ rotationnel), soit au rotationnel près (champ à divergence) ce qui justifie l'utilisation des jauges dans certaines formulations pour assurer l'unicité de la solution. Soient \vec{U} et \vec{V} deux champs de vecteurs, les conditions de jauge s'écrivent de façon générale par :

$$\nabla \cdot \vec{U} = 0 \quad (\text{Jauge de Coulomb}) \quad (\text{III.13})$$

$$\nabla \cdot \vec{U} + K \frac{\partial u}{\partial t} = 0 \quad (\text{Jauge de Lorentz}) \quad (\text{III.14})$$

$$\vec{U} \cdot \vec{V} = 0 \quad (\text{Jauge adapté pour les éléments d'arêtes}) \quad (\text{III.15})$$

Par exemple, lorsqu'on utilise une formulation en potentiel vecteur, la solution est obtenue à un gradient près. La jauge de Coulomb s'écrit donc : $\nabla \cdot \vec{A} = 0$

III.4 EXPRESSION DU TENSEUR DE CONDUCTIVITE POUR UN STRATIFIE EN MCFC

Modéliser les MCFCs à l'échelle des fibres conduirait à des systèmes algébriques de dimensions démesurées. D'autre part, les fibres sont disposées de manière aléatoire dans le matériau. Une homogénéisation des propriétés physiques est donc indispensable.

Pour chaque pli, dans un référentiel lié aux fibres (L, T, P), le tenseur de conductivité homogénéisé s'exprime comme suit :

$$\bar{\sigma}_{pli} = \begin{pmatrix} \sigma_L & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_T & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_p \end{pmatrix}_{\langle L,T,P \rangle} \quad (\text{III.16})$$

Dans (III.16), σ_L et σ_T représentent, respectivement, les conductivités dans les sens parallèle et transversal aux fibres, et σ_p représente la conductivité suivant l'épaisseur du pli.

Dans un référentiel orthonormé (x, y, z), choisi de telle manière à garder la composante suivant l'épaisseur invariante, le tenseur de conductivité d'un stratifié en MCFC s'exprime en fonction des conductivités σ_L et σ_T ainsi que de l'orientation (θ) des fibres de chaque pli le constituant par rapport à ce référentiel (Figure III.5) [Pratap-96].

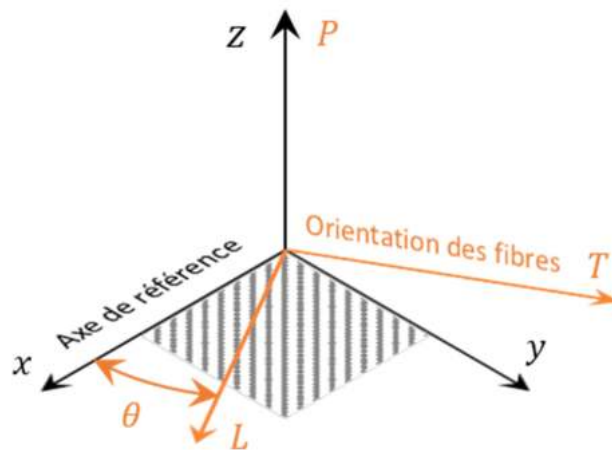


Figure III.5: Référentiels fixe et lié aux fibres.

Dans le référentiel lié aux fibres de chaque pli (L, T, P), la loi d'Ohm s'écrit

$$\bar{J}_{pli} = \bar{\sigma}_{pli} \bar{E}_{pli}, \quad (\text{III.17})$$

$$\text{Avec } \vec{J}_{pli} = \begin{pmatrix} J_L \\ J_T \\ J_P \end{pmatrix}, \vec{E}_{pli} = \begin{pmatrix} E_L \\ E_T \\ E_P \end{pmatrix}.$$

Ramenées dans un référentiel fixe (x, y, z) (Figure III.5), ces grandeurs s'écrivent

$$\vec{J}_{pli} = \overline{\overline{R}} \vec{J}, \quad (III.18)$$

$$\vec{E}_{pli} = \overline{\overline{R}} \vec{E}, \quad (III.19)$$

$$\text{Avec } \vec{J} = \begin{pmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{pmatrix}, \vec{E} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix}. \quad (III.20)$$

$\overline{\overline{R}}$ est la matrice rotation qui garde la composante suivant l'épaisseur (z) invariante

$$\overline{\overline{R}} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (III.21)$$

En remplaçant (III.18) et (III.19) dans (III.17), on obtient

$$\vec{J} = \overline{\overline{R}}^{-1} \overline{\overline{\sigma}}_{pli} \overline{\overline{R}} \vec{E}. \quad (III.22)$$

On déduit donc

$$\overline{\overline{\sigma}} = \overline{\overline{R}}^{-1} \overline{\overline{\sigma}}_{pli} \overline{\overline{R}}. \quad (III.23)$$

En développant la relation (III.23), nous obtenons l'expression du tenseur de conductivité $\overline{\overline{\sigma}}$ du stratifié dans le référentiel (x, y, z)

$$\overline{\overline{\sigma}} = \begin{pmatrix} \sigma_L \cos^2(\theta) + \sigma_T \sin^2(\theta) & \frac{\sigma_L - \sigma_T}{2} \sin(2\theta) & 0 \\ \frac{\sigma_L - \sigma_T}{2} \sin(2\theta) & \sigma_L \sin^2(\theta) + \sigma_T \cos^2(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{zz} \end{pmatrix}_{(x,y,z)}. \quad (III.24)$$

On peut noter qu'à cause de la résistance de contact entre les plis adjacents, la conductivité suivant l'épaisseur du stratifié est très inférieure à la conductivité suivant l'épaisseur d'un pli ($\sigma_{zz} \ll \sigma_p$). Elle est souvent négligée pour simplifier la modélisation électromagnétique de ce type de matériaux [Pratap-96, Menana-09]. En effet vu que les plis sont très minces et que la résistance de contact entre les plis est très grande, on considère que les courants induits ne circulent que dans des plans parallèles aux plis et ne passent pas d'un pli à un autre.

III.5 FORMULATION MAGNETODYNAMIQUE

Les équations de Maxwell décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques. Cependant la prise en compte de toutes ces équations pour une résolution complète est très difficile. De plus, suivant les dispositifs étudiés, certains phénomènes deviennent négligeables, les équations se découpent alors, en donnant naissance à des modèles plus simples. Ces équations forment un système d'équations différentielles vectorielles difficiles à résoudre. La résolution fait intervenir des grandeurs intermédiaires vectorielles ou scalaires permettant de diminuer cette complexité.

La résolution des équations de Maxwell peut être obtenue en considérant les champs comme inconnues. Cependant, on préfère souvent exprimer les champs électrique et magnétique en fonction de potentiels. En effet, Z. Ren [Ren-99] a montré que le système obtenu en prenant comme inconnues les champs (\vec{E}, \vec{H}) converge moins bien que si on travaille avec des potentiels.

Les potentiels électromagnétiques peuvent être introduits lorsque le rotationnel ou la divergence d'un champ électromagnétique est nul. Ainsi en électrostatique, le rotationnel nul du champ électrique ($\nabla \times \vec{E} = 0$) introduit un champ de gradient : $\vec{E} = -\nabla v$ où v est le potentiel scalaire électrique défini à une constante près. De même un inducteur bobiné peut être modélisé par un domaine non conducteur où la répartition de la densité de courant source \vec{J}_s est supposée uniforme. Celle-ci peut être introduite par un vecteur source \vec{T}_s tel que :

$$\nabla \times \vec{T}_s = \vec{J}_s \quad (\text{III.25})$$

Deux formulations en potentiels combinés peuvent être introduites : la formulation électrique et la formulation magnétique.

III.5.1 Formulation en potentiels vecteur magnétique et scalaire électrique $\vec{A}V - \vec{A}$

Comme l'induction magnétique est à divergence nulle, d'après la relation (III.3), on peut montrer que l'induction magnétique \vec{B} peut être considérée comme le rotationnel d'un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que :

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \Rightarrow \vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (\text{III.26})$$

En remplaçant (III.26) dans (III.1), le champ \vec{E} peut être exprimé en fonction du potentiel vecteur magnétique \vec{A} et du potentiel scalaire électrique v tel que :

$$\vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{A} - \nabla v \quad (\text{III.27})$$

En remplaçant les relations (III.26) et (III.27) dans (III.7) et en utilisant la relation constitutive linéarisée de (III.5), on obtient l'équation aux dérivées partielles

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) + \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla v \right) = \nabla \times \vec{T}_s \quad (\text{III.28})$$

La loi de conservation de la densité de courant (III.8) avec la relation constitutive (III.17) et la formulation (III.27) conduit à la deuxième équation aux dérivées partielles de cette formulation

$$-\nabla \cdot \left(\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \nabla v \right) = 0 \quad (\text{III.29})$$

Il y a deux fonctions inconnues (\vec{A} et v), c'est pourquoi deux équations doivent être formulées, cependant, le second vient de prendre la divergence de la loi d'Ampère (III.17).

La solution du problème défini par les équations ci-dessus n'est pas unique, car la divergence du potentiel vecteur magnétique n'est pas spécifiée. La jauge de Coulomb doit être utilisée dans cette formulation pour assurer l'unicité du potentiel, i.e. $\nabla \cdot \vec{A} = 0$ doit être spécifié. Tout d'abord, nous ajoutons dans la partie gauche de l'équation aux dérivées partielles (III.28) le terme de pénalité $-\nabla(\mu^{-1} \nabla \cdot \vec{A})$.

Pour avoir un système symétrique on préfère exprimer le champ électrique avec :

$$\vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t}(\vec{A} - \nabla V) \quad (\text{III.30})$$

Où V est une primitive dans le temps du potentiel électrique v . Nous obtenons le système d'équations électromagnétique symétrique à résoudre, dit formulation $\vec{A}V - \vec{A}$:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\mu} \nabla \cdot \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial}{\partial t} (\vec{A} + \nabla V) = \nabla \times \vec{T}_s \quad (\text{III.31})$$

$$-\nabla \cdot \left(\sigma \frac{\partial}{\partial t} (\vec{A} + \nabla V) \right) = 0 \quad (\text{III.32})$$

III.5.2 Formulation en potentiels vecteur électrique et scalaire magnétique $\vec{T}\phi - \phi$

Comme la densité de courants induit \vec{J} dans les milieux conducteurs est à divergence nulle, alors on peut définir à partir de la relation (III.8), un potentiel vecteur électrique \vec{T} tel que :

$$\nabla \cdot \vec{J} = 0 \Rightarrow \vec{J} = \nabla \times \vec{T} \quad (\text{III.33})$$

En remplaçant cette relation à la deuxième équation de Maxwell (III.7) on obtient :

$$\nabla \times \vec{H} = \nabla \times \vec{T}_s + \nabla \times \vec{T} \Rightarrow \nabla \times (\vec{H} - \vec{T}_s - \vec{T}) = 0 \quad (\text{III.34})$$

Le champ magnétique est alors exprimé en fonction du potentiel vecteur électrique \vec{T} et du champ source \vec{T}_s à un gradient près :

$$\vec{H} = \vec{T} + \vec{T}_s - \nabla \phi \quad (\text{III.35})$$

L'expression $\vec{J} = \sigma \vec{E} = \nabla \times \vec{T}$ peut être écrit selon la relation constitutive (III.17), à partir de laquelle l'intensité du champ électrique \vec{E} peut être exprimé par le potentiel vecteur électrique comme :

$$\vec{E} = \frac{1}{\sigma} \nabla \times \vec{T} \quad (\text{III.36})$$

En remplaçant les relations (III.35) et (III.36) dans (III.7) et en utilisant la relation constitutive linéarisée de (III.5), on obtient l'équation aux dérivées partielles

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\sigma} \nabla \times \vec{T} \right) + \bar{\mu} \frac{\partial}{\partial t} (\vec{T} - \nabla \phi) = -\bar{\mu} \frac{\partial}{\partial t} \vec{T}_s \quad (\text{III.37})$$

La loi de conservation de flux magnétique (III.3) avec la relation linéarisée de (III.5) et la formulation (III.35) conduit à la deuxième équation aux dérivées partielles de cette formulation

$$\nabla \cdot (\bar{\mu} \vec{T} - \bar{\mu} \nabla \phi) = -\nabla \cdot (\bar{\mu} \vec{T}_s) \quad (\text{III.38})$$

La solution du problème défini par les équations ci-dessus n'est pas unique, car la divergence du potentiel vecteur électrique n'est pas spécifiée. La jauge de Coulomb doit être utilisée dans cette formulation pour assurer l'unicité du potentiel, i.e. $\nabla \cdot \vec{T} = 0$ doit être spécifié. Tout d'abord, nous ajoutons dans la partie gauche de l'équation aux dérivées partielles

(III.37) le terme de pénalité $-\nabla \left(\frac{1}{\sigma} \nabla \cdot \vec{T} \right)$, le système à résoudre s'écrit sous la forme :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\sigma} \nabla \times \vec{T} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\sigma} \nabla \cdot \vec{T} \right) + \bar{\mu} \frac{\partial}{\partial t} (\vec{T} - \nabla \phi) = -\bar{\mu} \frac{\partial}{\partial t} \vec{T}_s \quad (\text{III.39})$$

$$\nabla \cdot (\bar{\mu} \vec{T} - \bar{\mu} \nabla \phi) = -\nabla \cdot (\bar{\mu} \vec{T}_s) \quad (\text{III.40})$$

III.5.3 Choix d'une formulation

En fonction de la dimension et de la complexité du problème à traiter, le choix d'une formulation dépend principalement des ressources informatiques, de mise en œuvre et de précision. Le Tableau (III.1) présente les avantages et inconvénients des deux formulations en potentiels.

Tableau III.1: Avantages et inconvénients des formulations en potentiels.

Formulations	Potentiels régions non conductrices	Potentiels régions conductrices	Points forts	Points faibles
$\vec{A}V - \vec{A}$	$\vec{A}_x, \vec{A}_y, \vec{A}_z$	$\vec{A}_x, \vec{A}_y, \vec{A}_z, V$	Pas de problèmes régions multiples connexes	Nombres d'inconnues important
$\vec{T}\phi - \phi$	ϕ	$\vec{T}_x, \vec{T}_y, \vec{T}_z, \phi$	Faible temps de calcul - Réduction inconnues	Problèmes de régions multiples connexes

Pour la suite de notre étude, nous retenons la formation couplée $\vec{A}V - \vec{A}$. En effet, cette formulation est la plus répandue de par son caractère général, sa robustesse et sa facilité d'implémentation sans restriction sur les conditions de continuités [Rachek-07].

III.6 MÉTHODES DE RÉOLUTION

Dans le contrôle non destructif par courants de Foucault des MCFCs la compréhension des phénomènes physiques mis en jeu permet d'élaborer un modèle mathématique qui pourra prédire la réponse de l'inducteur représentant un capteur CF en fonction des paramètres de l'induit en MCFC, qui doivent être connus. Ce modèle est basé sur la résolution des équations de Maxwell. Selon la complexité de la configuration cette résolution peut être analytique ou numérique.

III.6.1 Méthodes analytiques

La résolution analytique des équations de Maxwell permet d'obtenir une solution mathématique exacte du problème, néanmoins elle reste limitée à des configurations simples. À titre d'exemple on peut citer les travaux de Sabbagh et Roberts et al. qui ont développés des modèles utilisant les dyades de Green pour la modélisation du champ électromagnétique dans les MCFCs [Sabbagh-88, Roberts-88], ainsi que le calcul de la réponse d'un capteur CF [Bowler-89]. Cependant, ces modèles convergent lentement dans le cas des petites épaisseurs, et leurs expressions sont difficiles à développer lorsque le nombre de plis devient important. En outre, ils sont limités aux géométries simples, et la présence de défauts n'est pas prise en compte de manière directe. Une alternative est alors de mettre en œuvre des méthodes numériques.

III.6.2 Méthodes numériques

Pour un problème dont la modélisation analytique est plus délicate, un modèle approché peut être obtenu par résolution numérique des équations de Maxwell. L'évolution rapide de l'informatique et des techniques de calcul numérique a contribué largement à l'évolution de ce type de modélisation. Parmi ces méthodes, nous pouvons citer la méthode des différences finies, la méthode des éléments de frontières, la méthode des intégrales de volumes, la méthode des volumes finis et la méthode des éléments finis.

- La méthode des différences finies, historiquement la première, consiste à discrétiser le domaine étudié par un réseau de points à mailles rectangulaires et à remplacer les opérateurs différentiels par des opérateurs de différences entre les valeurs de l'inconnue

en différents points voisins. Si cette méthode est simple à programmer, elle nécessite un maillage régulier qui s'adapte mal aux géométries complexes.

- La méthode des éléments de frontières repose sur la méthode plus générale des équations intégrales. Les équations aux dérivées partielles sont remplacées par des équations intégrales. Les fonctions de Green, noyaux de ces intégrales, représentent la réponse due à une source ponctuelle (réponse impulsionnelle) dans le contexte de la géométrie étudiée [Ida-95]. La difficulté de leur détermination limite l'application de cette méthode à des géométries canoniques.
- La méthode des intégrales de volumes repose sur la résolution des équations intégrales précédemment citées. Une fois, les fonctions de Green correspondants à la géométrie étudiée sont obtenues, les champs électrique et magnétique dus à l'interaction capteur-cible sont déterminés par convolutions entre ces fonctions de Green et les sources (électriques ou magnétiques) mises en jeu. En pratique, ces équations intégrales sont discrétisées par la méthode des moments : les champs et les grandeurs électromagnétiques sont supposés constants dans des cellules élémentaires cubiques. La résolution numérique s'effectue alors par inversion matricielle ou par une résolution itérative [Bensetti-04].
- La méthode des volumes finis se déduit de la méthode des différences finies. Mais, contrairement à cette dernière qui utilise des approximations de dérivées, la méthode de volumes finis utilise, comme la méthode d'éléments finis, des approximations d'intégrales. Toutefois, la méthode des éléments finis utilise une formulation variationnelle de l'équation à résoudre (on parle aussi de forme faible), tandis que la méthode de volumes finis est fondée directement sur la forme dite forte de l'équation. Cette méthode a été initialement utilisée en mécanique des fluides puis elle est appliquée pour la résolution des équations de Maxwell [Cheriet-08].
- La méthode des éléments finis consiste à résoudre des équations aux dérivées partielles. Son utilisation est basée sur la transformation des équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques. L'avantage principal de cette méthode est la possibilité d'analyser des problèmes à géométries complexes avec une grande précision de calcul. Elle offre également la possibilité d'intégrer facilement la non-linéarité et l'anisotropie des propriétés physiques des matériaux modélisés. D'une façon générale, la résolution par éléments finis inclut plusieurs étapes :

- Obtention de la formulation variationnelle du problème et définition des espaces fonctionnels de solutions admissibles,
- Réalisation d'un maillage, correspondant à la discrétisation du domaine d'étude en éléments simples dans lesquels les champs sont écrits à partir d'un nombre fini de degrés de liberté et de fonctions de base à support local, généralement des polynômes.
- Calcul des matrices élémentaires qui, après l'assemblage, génèrent un système matriciel creux,
- Résolution du système algébrique pour l'obtention d'une solution approchée du problème.

C'est cette méthode que nous avons retenue. Elle est présentée plus en détail dans la partie suivante.

III.7 APPROXIMATION PAR LA MEF

La méthode des éléments fins a largement été présentée dans la littérature scientifique [Feliachi-81, Renhart-90, Sun-92, Ren-99, Tanaka-01]. Elle consiste en une double discrétisation : une discrétisation spatiale (maillage du domaine) et une discrétisation des champs. La discrétisation spatiale permet de définir les fonctions de base (scalaires ou vectorielles) donnant naissance aux sous-espaces d'approximation des espaces continus (espaces dans lesquels se trouvent les champs). La discrétisation des champs consiste en la discrétisation de l'équation différentielle et des conditions aux limites pour obtenir un système algébrique où le vecteur solution de ce système contient les valeurs approximatives des champs sur les points du maillage.

De façon générale, les problèmes de magnétodynamique formulés sur un domaine Ω de frontière Γ peuvent s'exprimer sous la forme suivante :

$$L(u) = f, \text{ dans } \Omega \quad (\text{III.41})$$

$$B(u) = g, \text{ sur } \Gamma \quad (\text{III.42})$$

Où L est un opérateur différentiel, B est un opérateur qui définit une condition à la limite, f et g sont des fonctions respectivement définies sur Ω et Γ , connues, et u est une fonction inconnue appartenant à un espace fonctionnel des solutions admissibles.

Pour pouvoir résoudre numériquement ce problème, il est nécessaire de passer par la formulation faible du problème. On l'obtient soit par l'application de la méthode de Galerkin, soit en minimisant la fonctionnelle d'énergie associée au modèle physique. Ces deux méthodes sont sensées donner le même résultat.

La méthode de Galerkin consiste à rechercher des fonctions u qui annulent la forme intégrale suivante:

$$F(u) = \int_{\Omega} W \cdot (L(u) - f) d\Omega = 0 \quad (\text{III.43})$$

où W est la fonction de pondération appartenant au même espace fonctionnel des solutions admissibles. Cette équation traduit le fait que si u est la solution du problème $(L(u) - f)$ alors sa projection sur l'espace des fonctions qui la décrivent W est globalement nulle sur le domaine de résolution Ω .

Pour calculer une grandeur dans un domaine discrétisé, il existe plusieurs méthodes d'approximation. On peut discrétiser cette valeur :

- aux nœuds du maillage (approximation nodale) ;
- par sa circulation le long des arêtes des éléments (approximation par des éléments d'arêtes) ;
- par son flux à travers les facettes des éléments (approximation par des éléments de facettes) ;
- par sa valeur au volume de l'élément (éléments de volume).

III.7.1 Formulation éléments finis de l'équation magnétodynamique $\vec{A}V - \vec{A}$

La méthode des éléments finis utilise la formulation faible avec la méthode de Galerkin lorsque les fonctions de base de la fonction d'approximation et la fonction de pondération sont identiques. Ici, les formulations faibles des formulations potentielles selon la méthode de

Galerkine sont présentées, qui sont appropriées dans la méthode des éléments finis. Dans la suite, $N = N(r)$ désigne la fonction de pondération scalaire ainsi que les fonctions de base de la fonction d'approximation et $W = W(r)$ désigne la fonction de pondération de vecteur ainsi que les fonctions de base de la fonction d'approximation [Bíró-91].

Les fonctions potentielles scalaires peuvent être approximées par des fonctions de forme nodales et les fonctions de vecteur vectorielles par des fonctions nodales ou vectorielles. En général, une fonction de forme est une simple fonction polynomiale continue définie dans un élément fini et il dépend du type de l'élément fini utilisé. Le potentiel vecteur magnétique et le potentiel scalaire dans un élément sont alors exprimés par :

$$\vec{A} \cong \tilde{A} = \sum_{j=1}^6 \vec{W}_j A_j \quad (\text{III.44})$$

$$V \cong \tilde{V} = \sum_{j=1}^4 N_j V_j \quad (\text{III.45})$$

où W_j est la fonction de forme d'interpolation aux arêtes et A_j est la circulation du potentiel vecteur magnétique sur l'arête j . N_j est la fonction de forme d'interpolation aux nœuds V_j et la valeur du potentiel scalaire au nœud j .

Soit \vec{W}_i les fonctions de pondérations nodales vectorielles vérifiant les conditions suivantes:

$$\vec{n} \times \vec{W}_i = \vec{0} \quad \text{sur } \Gamma_E \quad \text{et} \quad \vec{n} \cdot \vec{W}_i = 0 \quad \text{sur } \Gamma_H \quad (\text{III.46})$$

et N_i les fonctions de pondérations nodales scalaires vérifiant la condition:

$$N_i = 0 \quad \text{sur } \Gamma_H \quad (\text{III.47})$$

L'application de la méthode de Galerkine au système d'équations (III.31-III.32), qui constitue la formulation en potentiels vecteur magnétique et scalaire électrique, permet d'écrire:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \vec{W}_i \cdot \left[\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \tilde{A} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\mu} \nabla \cdot \tilde{A} \right) \right] d\Omega \\ & + \int_{\Omega_c} \vec{W}_i \cdot \left[\vec{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} (\tilde{A} + \nabla \tilde{V}) \right] d\Omega = \int_{\Omega} \vec{W}_i \cdot [\nabla \times \vec{T}_s] d\Omega, \end{aligned} \quad (\text{III.48})$$

$$- \int_{\Omega_c} N_i \cdot \left[\nabla \cdot \left(\overline{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} (\tilde{A} + \nabla \tilde{V}) \right) \right] d\Omega = 0. \quad (\text{III.49})$$

Après l'application du théorème de Green et en tenant compte des conditions (III.46-III.47), la forme discrète de la formulation devient :

- Dans le domaine conducteur :

$$\int_{\Omega_c} \left[\frac{1}{\mu_0} (\nabla \times \vec{W}_i) \cdot (\nabla \times \tilde{A}) + \frac{1}{\mu_0} \nabla \cdot \vec{W}_i \nabla \cdot \tilde{A} \right] d\Omega + \int_{\Omega_c} \vec{W}_i \cdot \left[\overline{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} (\tilde{A} + \nabla \tilde{V}) \right] d\Omega = 0, \quad (\text{III.50})$$

$$- \int_{\Omega_c} \nabla N_i \cdot \left(\overline{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} (\tilde{A} + \nabla \tilde{V}) \right) d\Omega = 0. \quad (\text{III.51})$$

- Dans le domaine non-conducteur :

$$\int_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{W}_i) \cdot (\nabla \times \tilde{A}) + \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \vec{W}_i \nabla \cdot \tilde{A} \right] d\Omega = \int_{\Omega} \vec{T}_s \cdot [\nabla \times \vec{W}_i] d\Omega. \quad (\text{III.52})$$

La forme matricielle de la formulation se déduit facilement aux deux équations (III.48-III.49), en remplaçant les potentiels scalaires et vecteurs par leurs expressions (III.44-III.45) et en faisant une sommation sur les N_a arêtes et les N_n nœuds du maillage. Le système à résoudre s'écrit :

$$\begin{aligned} & \sum_{j=1}^{N_a} \left[\int_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{W}_i) \cdot (\nabla \times \vec{W}_j) + \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \vec{W}_i \nabla \cdot \vec{W}_j \right] d\Omega \right] A_j \\ & + \sum_{j=1}^{N_a} \left[\int_{\Omega_c} \vec{W}_i \cdot \left[\overline{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} \vec{W}_j \right] d\Omega \right] A_j \\ & + \sum_{j=1}^{N_n} \left[\int_{\Omega_c} \vec{W}_i \cdot \left[\overline{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} \nabla N_j \right] d\Omega \right] V_j = \int_{\Omega} \vec{T}_s \cdot [\nabla \times \vec{W}_i] d\Omega \\ & \forall i \in \{1 \dots N_a\}, \end{aligned} \quad (\text{III.53})$$

$$\sum_{j=1}^{N_a} \left[\int_{\Omega_c} \nabla N_i \cdot \left(\overline{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} \vec{W}_j \right) \right] A_j + \sum_{j=1}^{N_n} \left[\int_{\Omega_c} \nabla N_i \cdot \left(\overline{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} \nabla N_j \right) \right] V_j = 0 \quad (\text{III.54})$$

$$\forall i \in \{1 \dots N_n\}.$$

Ce système d'équations (III.53-III.54) s'écrit sous la forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} K + M & C^t \\ C & R \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A \\ V \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.55})$$

Le système ainsi obtenu est symétrique et les termes matriciels sont :

$$K_{ij} = \int_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{W}_i) \cdot (\nabla \times \vec{W}_j) + \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \vec{W}_i \nabla \cdot \vec{W}_j \right] d\Omega, \quad (\text{III.56})$$

$$M_{ij} = \int_{\Omega_c} \left[\frac{\partial}{\partial t} \overline{\sigma} \vec{W}_i \cdot \vec{W}_j \right] d\Omega, \quad (\text{III.57})$$

$$R_{ij} = \int_{\Omega_c} \left[\frac{\partial}{\partial t} \overline{\sigma} \nabla N_i \cdot \nabla N_j \right] d\Omega, \quad (\text{III.58})$$

$$C_{ij} = \int_{\Omega_c} \left[\frac{\partial}{\partial t} \overline{\sigma} \nabla N_i \cdot \vec{W}_j \right] d\Omega, \quad (\text{III.59})$$

$$S_i = \int_{\Omega} \vec{T}_s \cdot [\nabla \times \vec{W}_i] d\Omega. \quad (\text{III.60})$$

Dans les deux formulations, on a abouti à un système d'équations algébriques linéaire qui s'écrit sous la forme $Ax = b$, qu'il convient de résoudre pour obtenir une solution du problème. La résolution de ce système donne les valeurs des potentiels scalaires et les circulations des potentiels vecteurs, respectivement, aux nœuds et aux arêtes du maillage dont on peut ensuite déduire le champ électromagnétique.

III.7.2 Calcul numérique de la variation d'impédance du capteur

Pour des applications en CND par courants de Foucault, la caractérisation des propriétés physiques des matériaux composites à fibre de carbone passe par l'évaluation de la variation de l'impédance du capteur.

Il y a plusieurs manières de calculer cette variation d'impédance. Dans notre travail, nous avons opté pour la formule suivante [Bowler-89, Badics-97] :

$$Z = -\frac{1}{I^2} \int_{\text{bobine}} \vec{E} \cdot \vec{J}_s \, d\Omega \quad (\text{III.61})$$

Qui peut s'écrire en fonction du potentiel A comme suit :

$$Z = -\frac{j\omega}{I^2} \int_{\text{bobine}} \vec{A} \cdot \vec{J}_s \, d\Omega \quad (\text{III.62})$$

et où l'intégrale du produit scalaire $\vec{A} \cdot \vec{J}_s$ est effectuée uniquement sur le volume de la bobine et son évaluation numérique est fonction des valeurs du potentiel A aux nœuds du maillage. Le nombre de spires de la bobine est inclus implicitement dans le rapport. Par ailleurs, dans (III.62) l'expression d'impédance n'inclut pas la résistance propre R_0 de la bobine (résistance mesurée à courant continu). Ce terme n'intervient pas lors du calcul de la variation d'impédance. Enfin la partie réelle de l'impédance ne présente que les pertes Joule dues aux courants de Foucault dans la pièce test.

La variation absolue de l'impédance est donnée par :

$$\Delta Z = \|Z - Z_0\| \quad (\text{III.63})$$

Où Z et Z_0 représentent respectivement l'impédance du capteur en présence et en absence de la pièce test.

III.8 IMPLEMENTATION ET VALIDATION

Lors de la résolution des problèmes électromagnétiques avec la méthode des éléments finis, on utilise souvent une sorte de logiciel d'éléments finis. La plupart des codes de calcul disponibles (FLUX 2D et 3D, ANSYS Maxwell 2D et 3D, COMSOL, etc.) sont basés sur cette méthode. Nous nous sommes basés sur le projet FEniCS [Logg-12, FEniCS, Otto-12]. C'est un logiciel libre (LGPLv3) simple, intuitif, efficace et flexible pour la résolution d'équations aux dérivées partielles (EDP). FEniCS permet aux utilisateurs de traduire rapidement des modèles scientifiques en code efficace par la méthode des éléments finis [Annexe-B]. Avec les interfaces Python et C++ de haut niveau avec FEniCS, il est facile de se lancer, mais FEniCS offre également des fonctionnalités puissantes pour les programmeurs plus expérimentés.

Nous avons développé un programme de calcul en langage de programmation Python basé sur la célèbre bibliothèque de logiciels FEniCS, associé au logiciel de maillage Gmsh. [Geuzaine-09] et l'application de visualisation parallèle ParaView [Ayachit-15, Paraview].

III.8.1 Validation sur Team workshop problem 7

Avant d'utiliser le logiciel FEniCS dans le traitement de configurations d'E & CND par courant de Foucault, nous l'avons testé moyennant la résolution d'un problème magnétodynamique de Team Workshop 7. On considère le dispositif géométrique du Team workshop problem 7 [Nakata-90], décrit par la Figure (III.6). Les fréquences d'excitation de la bobine sont 50 et 200 Hz. Les données expérimentales de la densité de courant de Foucault et de la densité de flux magnétique ont été présentées à des emplacements précis. La densité de courant de Foucault a été simulée le long des lignes A3-B3, sur la surface supérieure du conducteur. La densité de flux magnétique a été simulée le long des lignes A1-B1-B2 et A2 au milieu de la bobine d'excitation et le conducteur.

La Figure (III.7) montre la géométrie introduite sur Gmsh. Les conditions de Dirichlet sont fixées sur une sphère externe contenant le dispositif et de diamètre représentant quatre (04) fois la dimension maximale du système (soit 4×294 mm).

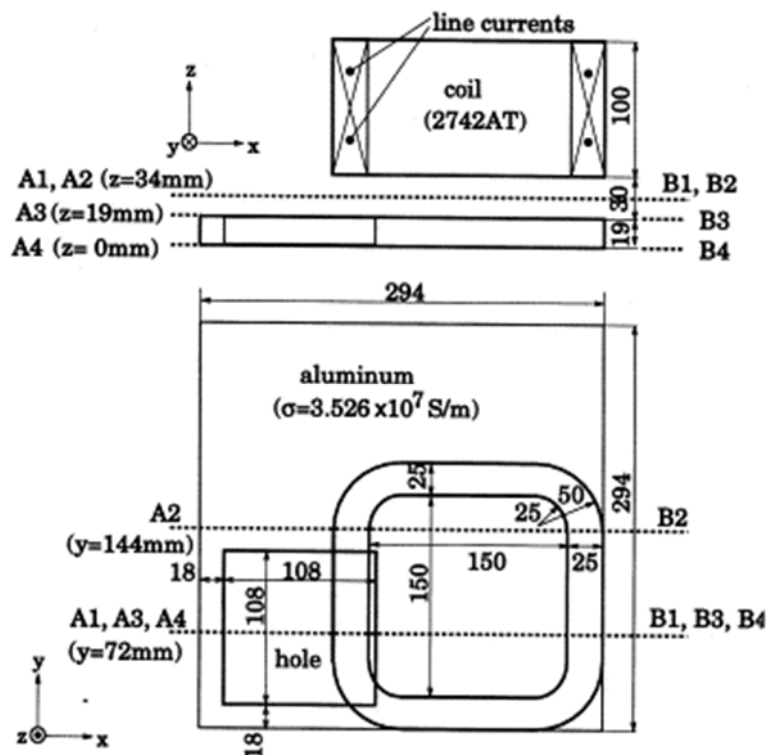


Figure III.6: Données géométriques Team workshop problème 7.

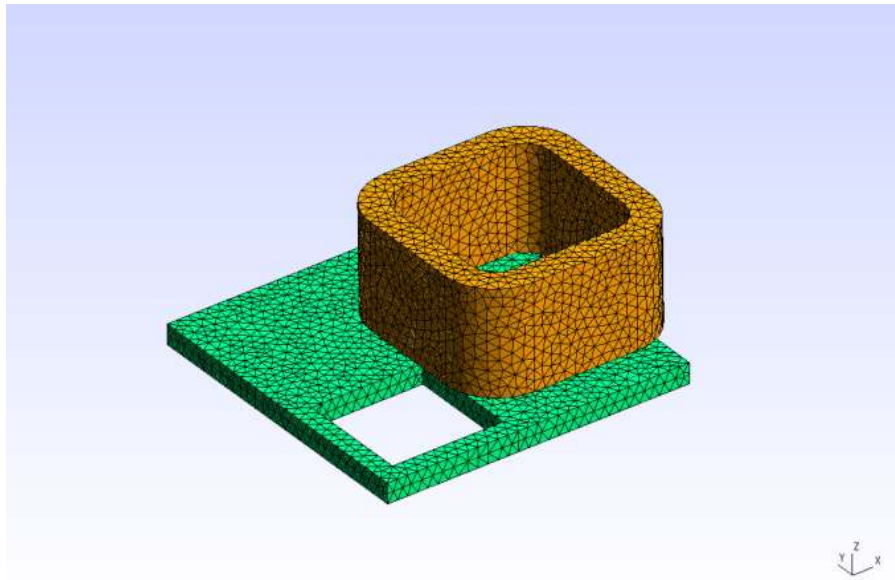


Figure III.7: Géométrie du Team workshop problem 7 sur Gmsh.

Les Figures (III.8 et III.9) suivantes représentent la comparaison entre les résultats du calcul et les résultats de la mesure de la composante z de la densité de flux magnétique pour une fréquence 50Hz.

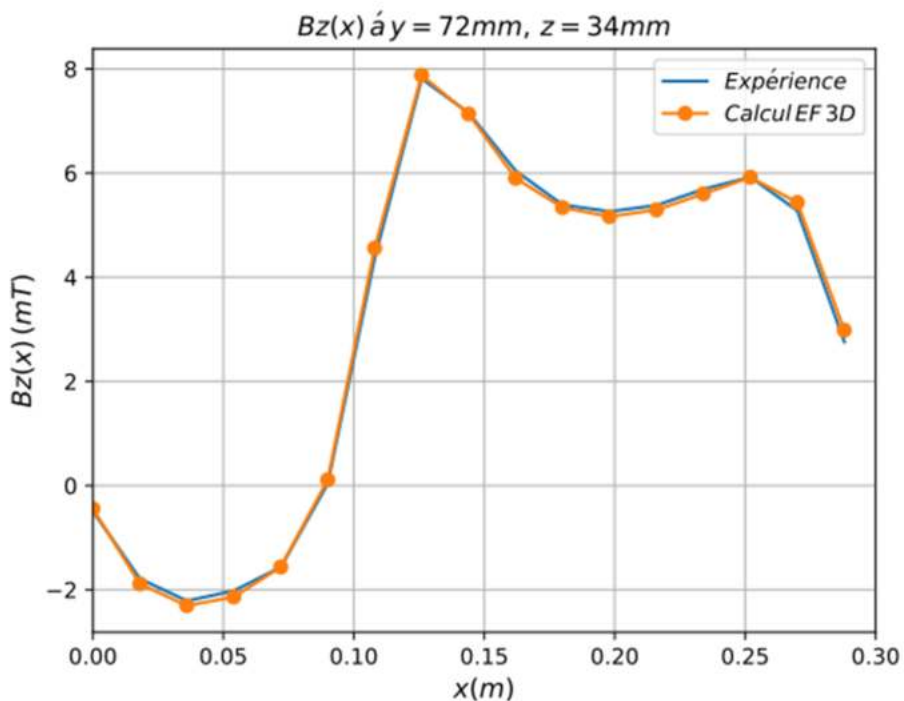


Figure III.8: Comparaison des résultats du calcul FENiCS avec les mesures du Team workshop 7 (ligne A1-B1).

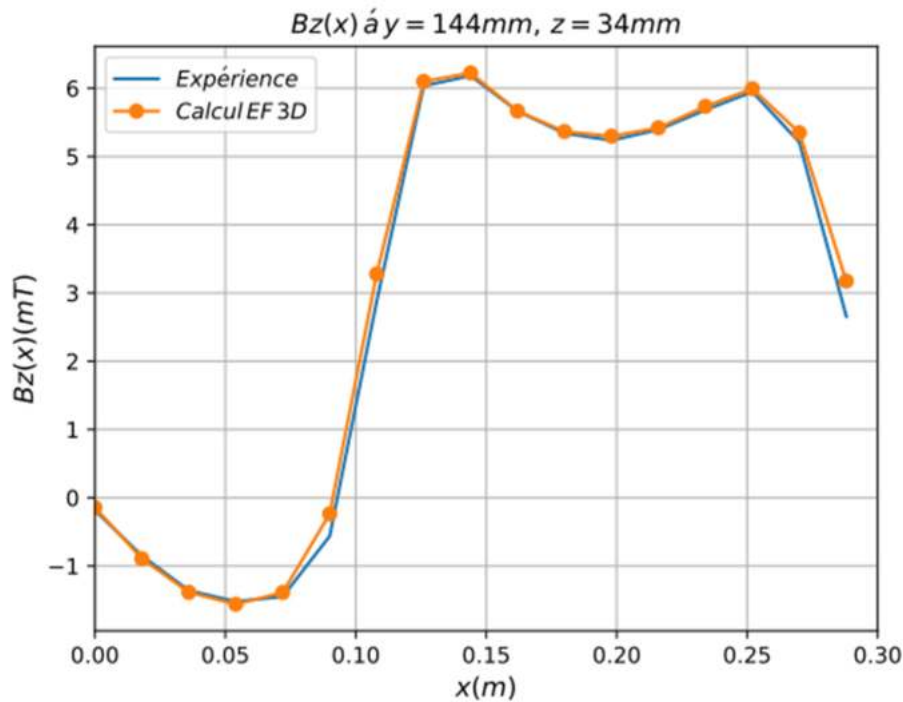


Figure III.9: Comparaison des résultats du calcul FEniCS avec les mesures du Team workshop 7 (ligne A2-B2).

III.8.2 Validation sur une plaque anisotrope

Cette partie du travail consiste à valider ces modèles, en comparant, dans des exemples de calcul, les résultats numériques à ceux obtenus par des calculs analytiques. Pour ce faire, nous disposons de deux modèles analytiques exprimant les variations d'impédances d'une bobine à axe parallèle et d'une bobine à axe perpendiculaire à la surface d'une plaque présentant une anisotropie uniaxiale de la conductivité électrique [Burke-90].

III.8.2.1 Bobine à axe vertical sur une plaque anisotrope

Le système modélisé est décrit dans les Figure (III.10). Une bobine de rayons interne r_i et externe r_e , d'épaisseur h est située à une distance lift off l d'une plaque anisotrope, de surface $D_x \times D_y$ et d'épaisseur e . La bobine est alimentée par un courant alternatif sinusoïdal, d'intensité I_s et de fréquence f . Les valeurs numériques des paramètres du système modélisé sont fournies dans le Tableau (III.2). Le calcul analytique de la variation de l'impédance de la bobine est présenté dans l'annexe A1.

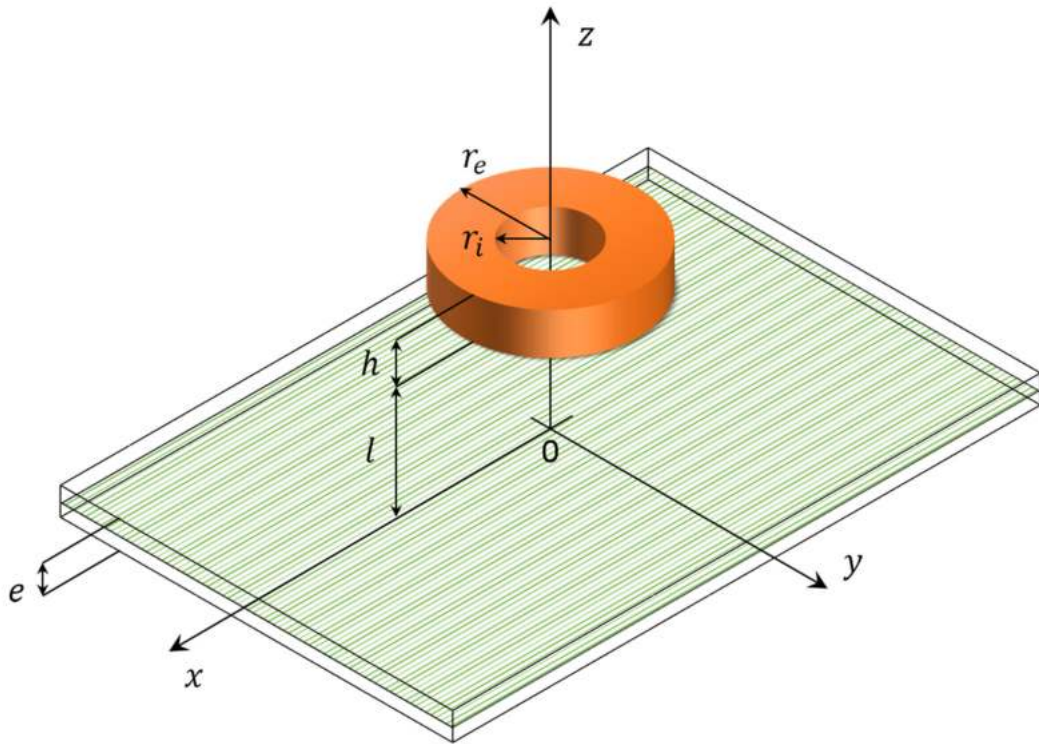


Figure III.10: Bobine à axe vertical au-dessus d'une plaque conductrice anisotrope, [Burke-90].

Tableau III.2 : Valeurs numériques des dimensions de la bobine et de la plaque.

Éléments	Paramètres	Valeurs
Plaque conductrice anisotrope	Résistivité (ρ_x, ρ_y, ρ_z)	$(6.8 \times 10^{-8}, 9.9 \times 10^{-8}, 9.9 \times 10^{-8}) \Omega m$
	Épaisseur (e)	$1.97 mm$
	Surface ($D_x \times D_y$)	$(310 \times 250) mm^2$
Bobine	Nombre de spires	408
	Rayon intérieur (r_i)	$9.34 mm$
	Rayon extérieur (r_e)	$18.4 mm$
	Hauteur (h)	$8.8 mm$
	Lift off (l)	$2.1 mm$

Les Figures (III.11 et III.12) représentent les comparaisons des résultats numériques aux résultats analytiques des variations de la réactance normalisée et la résistance normalisée de l'impédance de la bobine en fonction de la fréquence pour une bobine à axe parallèle, pour un lift-off de 2.1mm. Les deux parties réelles et imaginaires affichent une bonne concordance sur tout l'intervalle de fréquences.

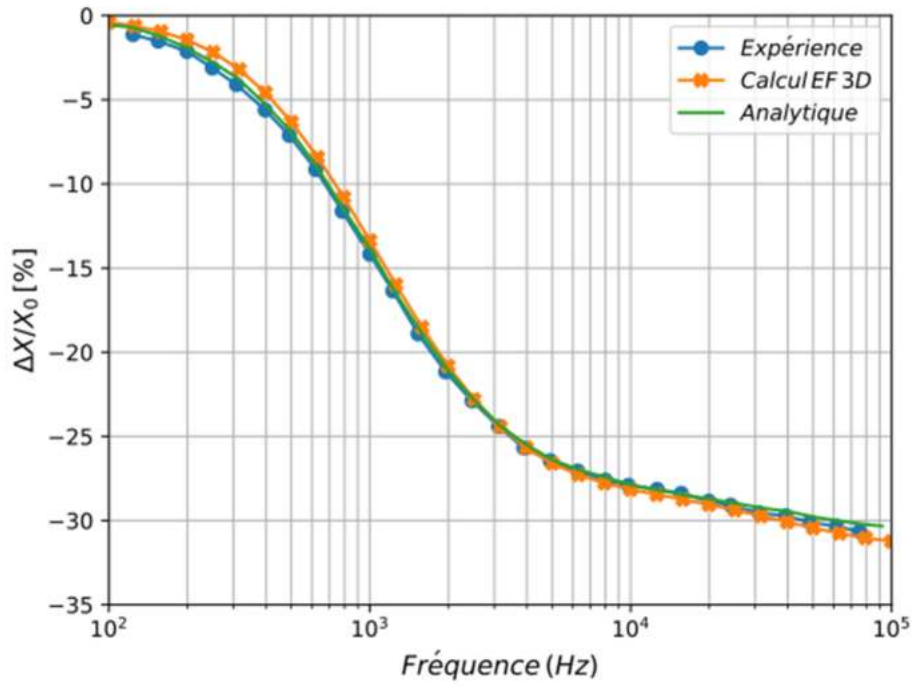


Figure III.11: Variation de la réactance normalisée de l'impédance en fonction de la fréquence.

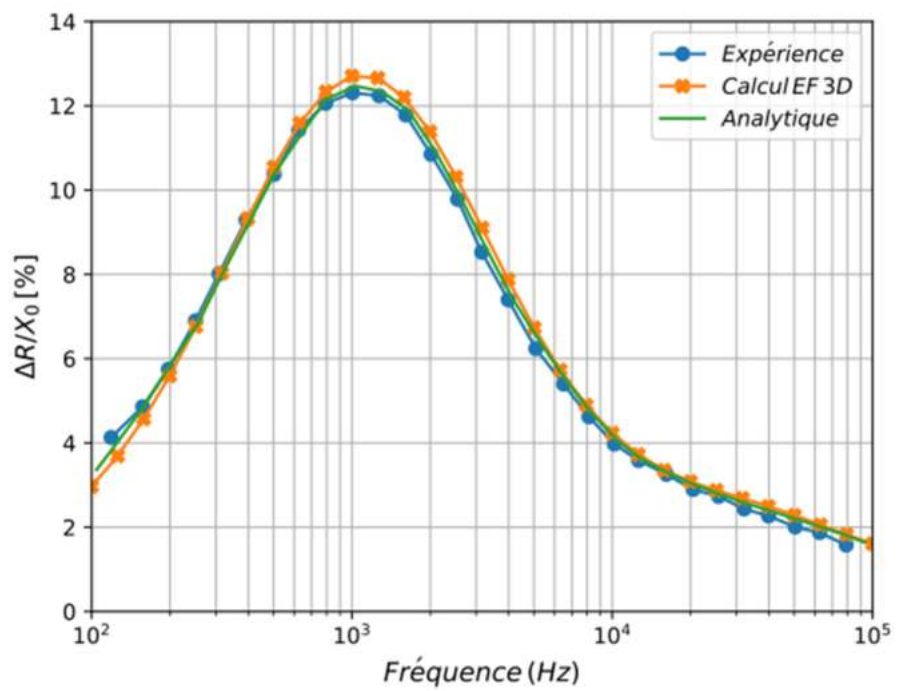


Figure III.12: Variation de la résistance normalisée de l'impédance en fonction de la fréquence.

III.8.2.2 Bobine à axe parallèle à la surface d'une plaque anisotrope

Le système modélisé est décrit dans la Figure (III.13). L'axe de la bobine fait un angle θ avec l'axe d'anisotropie suivant lequel la conductivité est maximale. Les valeurs numériques des paramètres du système modélisé sont fournies dans le Tableau (III.3). Le calcul analytique de la variation de l'impédance de la bobine est présenté dans l'annexe A2.

Tableau III.3 : Valeurs numériques des dimensions de la bobine et de la plaque.

Éléments	Paramètres	Valeurs
Plaque conductrice anisotrope	Résistivité (ρ_x, ρ_y, ρ_z)	$(6.8 \times 10^{-8}, 9.9 \times 10^{-8}, 9.9 \times 10^{-8}) \Omega m$
	Épaisseur (e)	$1.97 mm$
	Surface ($D_x \times D_y$)	$(310 \times 250) mm^2$
Bobine	Nombre de spires	1910
	Rayon intérieur (r_i)	$9.33 mm$
	Rayon extérieur (r_e)	$18.04 mm$
	Hauteur (h)	$10.05 mm$
	Lift off (l)	$2.66 mm$

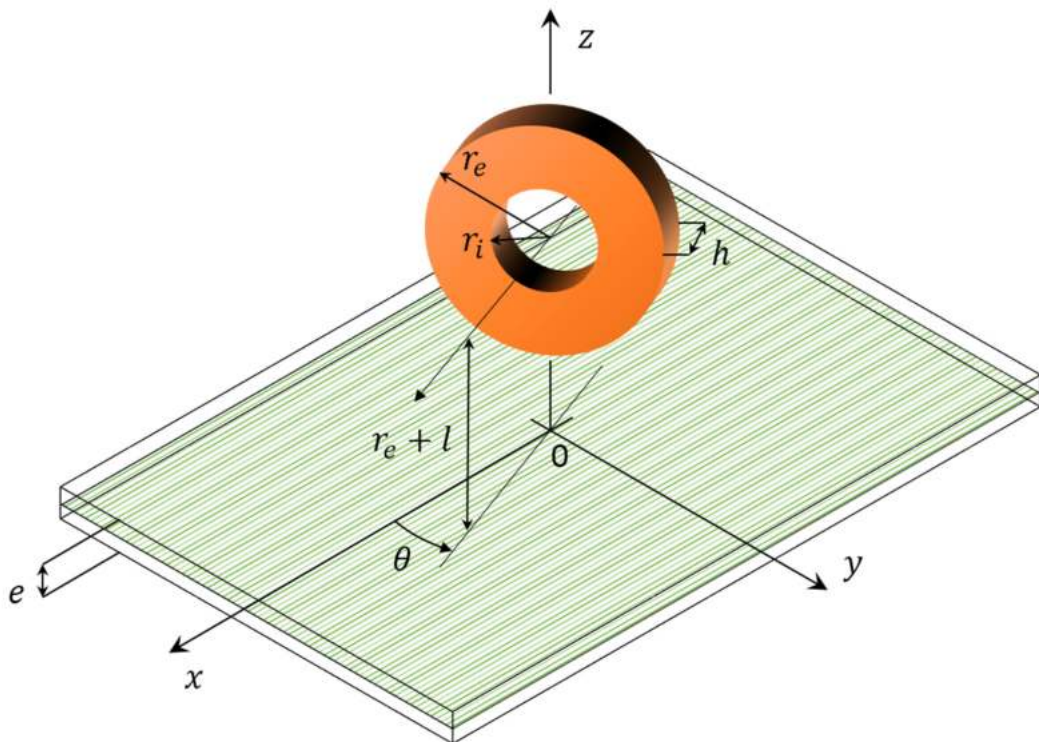


Figure III.13: Bobine à axe parallèle à la surface d'une plaque conductrice anisotrope, [Burke-90].

Les Figures (III.14 et III.15) montrent les comparaisons des résultats numériques aux résultats analytiques des variations de la résistance et l'inductance de l'impédance de la bobine en fonction de son angle de rotation. Ces variations se présentent sous forme de lobes orientés dans la direction perpendiculaire à l'axe d'anisotropie.

Nous constatons que, les deux variations sont d'une part maximales lorsque l'axe de la bobine est perpendiculaire à l'axe d'anisotropie, c'est-à-dire, lorsque la direction du courant source est parallèle à cet axe ($\theta = \pi/2$). A cette position, le flux du champ magnétique de réaction de la plaque qui traverse la bobine est très fort ; ceci est dû à la forte intensité des courants induits. Et d'autre part elles sont minimales lorsque l'axe de la bobine est parallèle à l'axe d'anisotropie ($\theta = 0$). A cette position, le flux du champ magnétique de réaction de la plaque qui traverse la bobine est très faible ; ceci est dû à la faible intensité des courants induits.

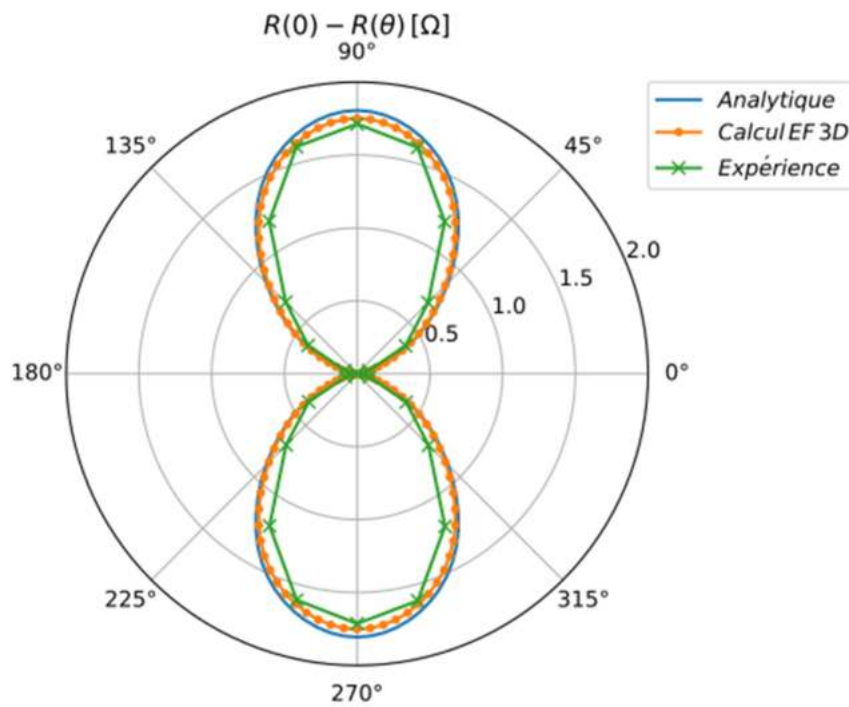


Figure III.14: Variation de la partie réelle de l'impédance, en fonction de l'angle de rotation de la bobine.

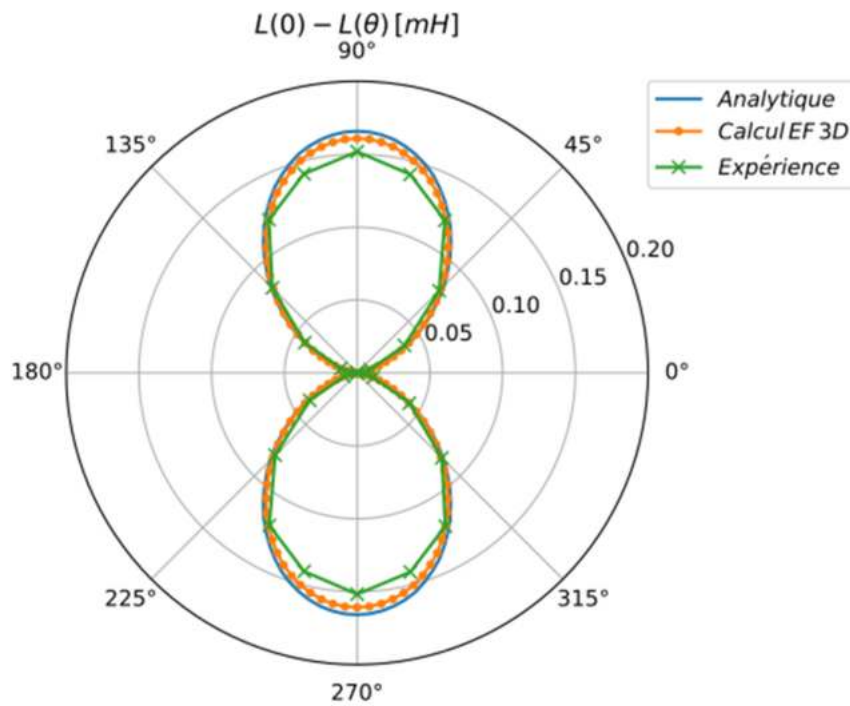


Figure III.15: Variation de la partie imaginaire de l'impédance, en fonction de l'angle de rotation de la bobine.

III.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons exposé les différentes bases théoriques et la méthode numérique des éléments finis que nous allons utiliser dans le chapitre suivant. Nous avons, présenté tout d'abord la modélisation électromagnétique à partir des équations de Maxwell. Ensuite, nous avons exposé la méthode de résolution numérique du problème électromagnétique basée sur la méthode des éléments finis afin d'évaluer les courants induits dans la structure en MCFC, ainsi que la variation de l'impédance de l'inducteur, dans les limites des hypothèses simplificatrices qui ont été exprimées dans un repère fixe dont le tenseur de conductivité homogénéisé d'un stratifié en MCFC. A la fin de ce chapitre nous avons présenté l'implémentation et validation du système modélisé par la méthode des éléments finis.

CHAPITRE IV

*Application à l'Evaluation des
Propriétés Physiques des
MCFCs*

CHAPITRE IV: APPLICATION A L'EVALUATION DES PROPRIETES PHYSIQUES DES MCFCS

IV.1 INTRODUCTION

Contrairement aux matériaux conventionnels, les propriétés physiques des matériaux composites ne sont réellement connues qu'après leur fabrication, à travers des mesures adéquates.

Dans ce chapitre, nous proposons une méthode sans contact pour l'identification du tenseur de conductivité électrique d'une plaque en matériau composite à fibre de carbone à l'aide d'un champ magnétique tournant et d'un capteur à courants de Foucault multi-bobines. Ce capteur est constitué de multi-bobines rectangulaires identiques, excitées par une source de courant sinusoïdale biphasé afin de générer un champ magnétique tournant et d'éliminer la rotation mécanique du capteur. Les orientations des fibres, les conductivités longitudinale et transversale dans chaque pli de la plaque en matériau composite à fibre de carbone ont été directement déterminées en analysant la variation d'impédance de chaque bobine en fonction de sa position angulaire. Le processus d'inversion est basé sur l'utilisation de réseaux de neurones artificiels. Le calcul direct associé aux réseaux de neurones artificiels utilise la méthode des éléments finis 3D basée sur la formulation $A, V-A$.

IV.2 SYSTEME MODELISE

Le nouveau concept proposé du capteur à courants de Foucault est représenté schématiquement à la Figure (IV.1). Il s'agit d'un capteur multi-bobines rectangulaire identique à deux bobines globales et chacune contient 12 éléments de bobine, positionnés à une distance l au-dessus d'une plaque en matériaux composites à fibre de carbone multidirectionnel de surface $D_x \times D_y$ et d'épaisseur e . Les bobines de capteur sont excitées par une source de courant sinusoïdale biphasé avec une variation harmonique de temps (voir Figure IV.2). Il peut être écrit comme :

$$I_A(t) = \sqrt{2}I_s e^{j(\omega t)} \quad (\text{IV.1})$$

$$I_B(t) = \sqrt{2}I_s e^{j(\omega t + \pi/2)} \quad (\text{IV.2})$$

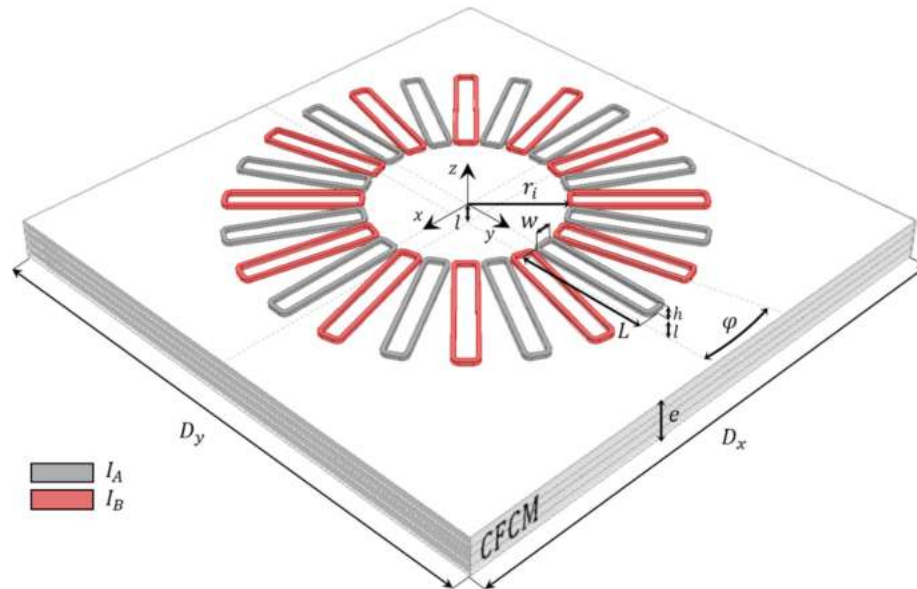


Figure IV.1 : Système modélisé.

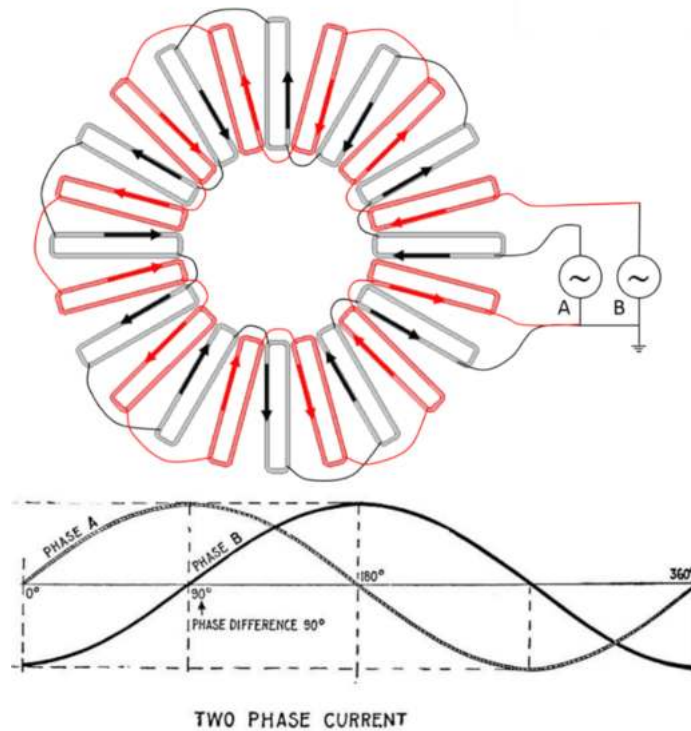


Figure IV.2: Système d'excitation.

La structure des matériaux composites à fibre de carbone considérés est illustrée à la figure (IV.3). Ces matériaux sont constitués de plusieurs couches superposées d'environ $125\mu\text{m}$ d'épaisseur, dans lesquelles les fibres de carbone sont dans la même direction et sont liées entre elles par une matrice de résine diélectrique. Cependant, afin d'assurer les performances mécaniques du composite, la direction des fibres pourrait être différente dans les couches. Chaque pli unidirectionnelle d'une plaque en matériaux composites à fibre de carbone, la

conductivité varie entre 5×10^3 et 5×10^4 S/m dans la direction des fibres, et entre 10 et 10^2 S/m dans la direction transversale, en fonction du type et de la fraction volumique des fibres [Pratap-96, Grimberg-05]. Lorsque les plis sont assemblés, les contacts entre les fibres des plis adjacents donnant lieu à une conductivité suivant l'épaisseur du stratifié. La valeur de cette conductivité est d'environ la moitié de la valeur de la conductivité dans la direction transversale aux fibres dans un pli [Pratap-96]. Les conductivités dans les directions parallèles et transversales aux fibres sont désignées respectivement par (σ_L) et (σ_T) .

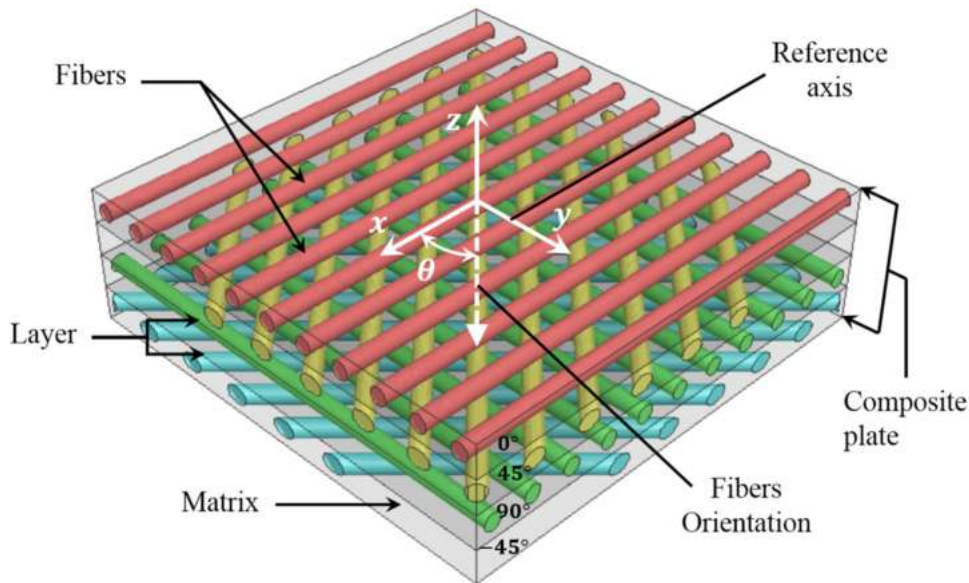


Figure IV.3: Structure des matériaux composites à fibre de carbone considérés.

Les valeurs numériques des paramètres du système sont données dans le (Tableau IV.1).

IV.3 PROBLEME DIRECT

IV.3.1 Résultats Numériques et Validation

La simulation numérique a été réalisée à l'aide de la méthode des éléments finis 3D du système considéré, comme illustré à la Figure (IV.1). Nous avons développé un programme de calcul en langage de programmation Python basé sur la populaire bibliothèque de logiciels FEniCS [Logg-12, FEniCS, Otto-12], associée au logiciel de maillage Gmsh [Geuzaine-09] et à l'application de visualisation parallèle ParaView [Ayachit-15].

La simulation a été réalisée en deux étapes :

Dans la première étape, nous avons étudié les influences des orientations des fibres sur la variation d'impédance des bobines constituant le capteur à courants de Foucault multi-bobines.

Tableau IV.1 : Valeurs numériques des dimensions du capteur et de la plaque en MCFC.

Éléments	Paramètres	Valeurs
Pli en MCFC	Nombre de plis	4
	Orientation des fibres (θ)	($0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, -45^\circ$)
	Conductivités ($\sigma_L, \sigma_T, \sigma_{cp}$)	(variable, variable, 0) S/m
	Épaisseur (e)	0.5mm
	Surface ($D_x \times D_y$)	(36×36) mm ²
Capteur	Nombre de bobines	24
	Rayon intérieur (R_i)	1.6mm
	Rayon extérieur (R_e)	5.2mm
Bobine rectangulaire	Nombre de spires	1
	Longueur (L)	3.2mm
	Largeur (W)	0.4mm
	Hauteur (h)	0.1mm
	Angle entre les centres des bobines φ	15°
	Lift off (l)	0.125mm
Source biphasée	Intensité (I_s), Fréquence (f)	0.25 A, 1 MHz

Nous avons considéré une plaque en matériau composite à fibres de carbone multidirectionnelles composée de quatre plis. La figure (IV.4) montre la variation de l'impédance normalisée des éléments de bobine du capteur en fonction de leurs positions angulaires au-dessus de quatre plis ($0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, -45^\circ$).

On peut remarquer quatre pics orientés dans quatre directions correspondant aux orientations des fibres dans la plaque de matériau composite en fibres de carbone multidirectionnelle. Les amplitudes des pics offrent la possibilité d'obtenir la profondeur de chaque pli depuis la surface supérieure du premier pli jusqu'au dernier pli. La figure (IV.5) montre une comparaison entre les résultats de la variation d'impédance normalisée par le capteur conventionnel et les résultats de la variation d'impédance normalisée par le nouveau capteur proposé. Le capteur conventionnel se compose d'une bobine à noyau d'air rectangulaire, de 10mm de longueur; 1mm de largeur; tournant au-dessus de la plaque multidirectionnelle en matériau composite en fibre de carbone avec un pas angulaire ($\Delta\alpha = 3^\circ$) [Menana-10]. Pour la validation,

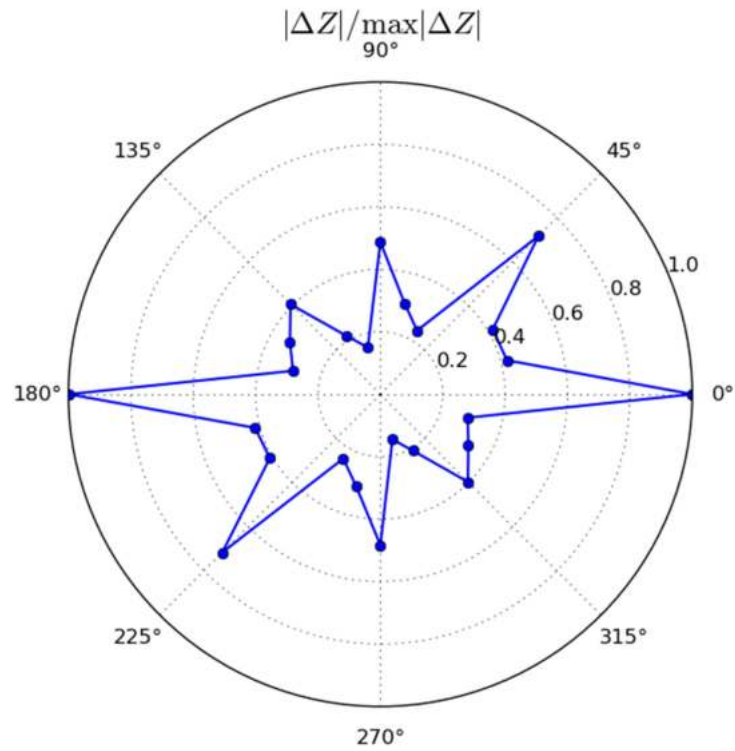


Figure IV.4: Variation de l'impédance normalisée des bobines du capteur en fonction de leurs positions angulaires au-dessus de quatre plis (0° , 45° , 90° , -45°), pour une valeur des conductivités longitudinale et transversale ($\sigma_L = 5 \times 10^4$ S/m, $\sigma_T = 1 \times 10^2$ S/m).

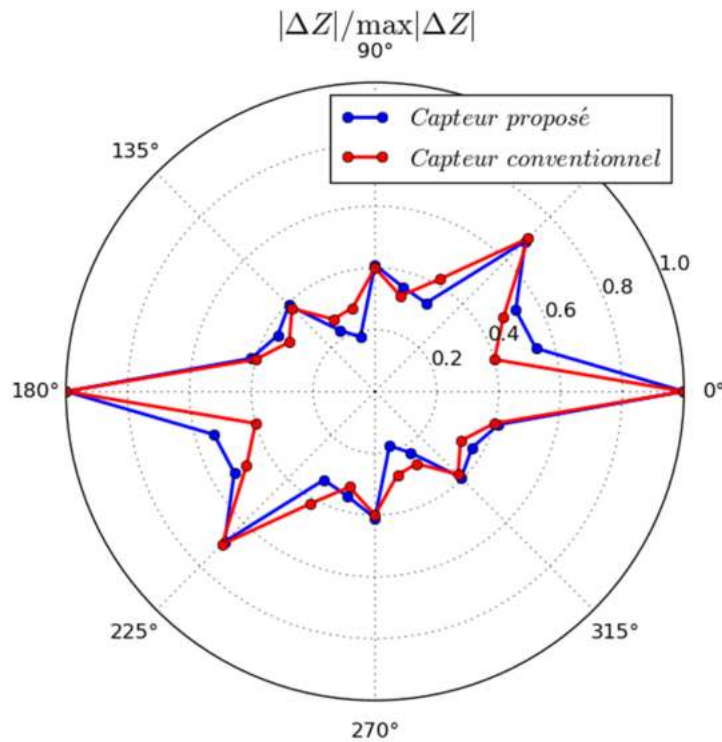


Figure IV.5: Comparaison entre les résultats de la variation d'impédance normalisée par le capteur proposé et le capteur conventionnel [Menana-10], pour une valeur des conductivités longitudinale et transversale ($\sigma_L = 1 \times 10^4$ S/m, $\sigma_T = 1 \times 10^2$ S/m).

Nous avons considéré le pas angulaire ($\Delta\alpha = 15^\circ$). Nous pouvons remarquer que les deux résultats sont généralement en bon accord. Par conséquent, la capacité de distinguer entre les différentes couches rend le capteur très efficace et très sensible.

Dans la deuxième étape, nous avons étudié les influences du facteur d'anisotropie sur les variations d'impédance des bobines constituant le capteur à courants de Foucault. La Figure (IV.6) montre les variations des impédances normalisées en fonction de la conductivité longitudinale et la conductivité transversale au-dessus des quatre plis orientés dans les directions ($0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, -45^\circ$), où θ est l'orientation des fibres. On peut remarquer que l'augmentation de la conductivité transversale σ_T conduit à une augmentation significative de la ΔZ . D'autre part, l'augmentation de la σ_L de conductivité longitudinale conduit à une légère augmentation de ΔZ . Les deux augmentations se réduisent du premier pli au dernier pli.

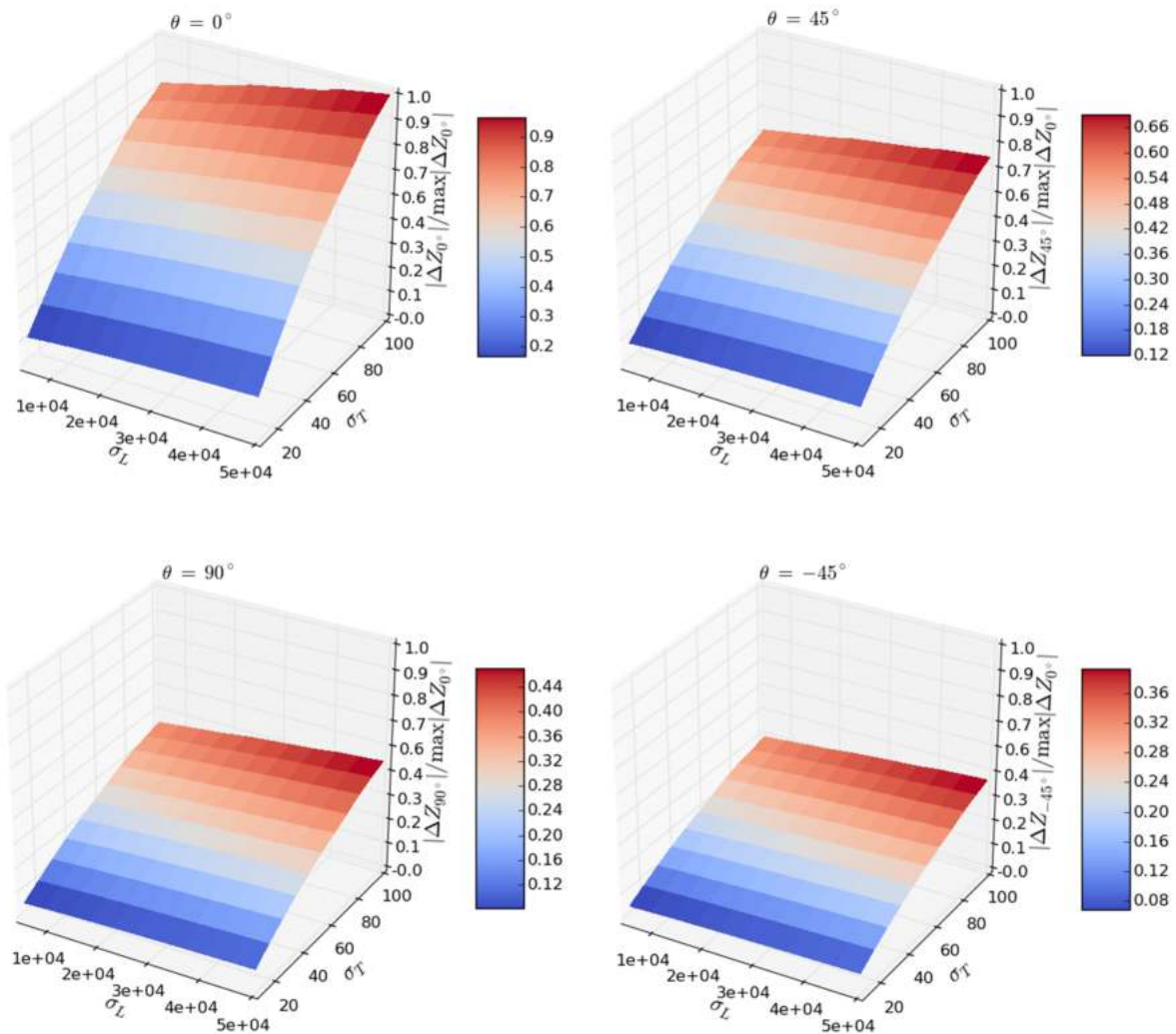


Figure IV.6 : Variations des impédances normalisées en fonction de σ_L et σ_T au-dessus de quatre plis ($0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, -45^\circ$).

Les Figures (IV.7), (IV.8) et (IV.9) illustrent la distribution des courants de Foucault dans les quatre plis (0° , 45° , 90° , -45°) pour différentes valeurs de l'angle électrique ($\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$). Nous observons que la distribution des courants de Foucault pour l'angle électrique ($\varphi = 0^\circ$) est remarquable dans le premier et troisième pli et une distribution négligeable dans le deuxième et quatrième pli. En revanche, la distribution des courants de Foucault pour l'angle électrique ($\varphi = 45^\circ$) est notable dans les quatre plis. Alors que, pour l'angle électrique ($\varphi = 90^\circ$), il est remarquable dans la deuxième et quatrième pli, et une distribution négligeable dans le premier et troisième pli. D'après les Figures (IV.7), (IV.8) et (IV.9), on peut observer l'allongement des courants de Foucault dans la direction de forte conductivité.

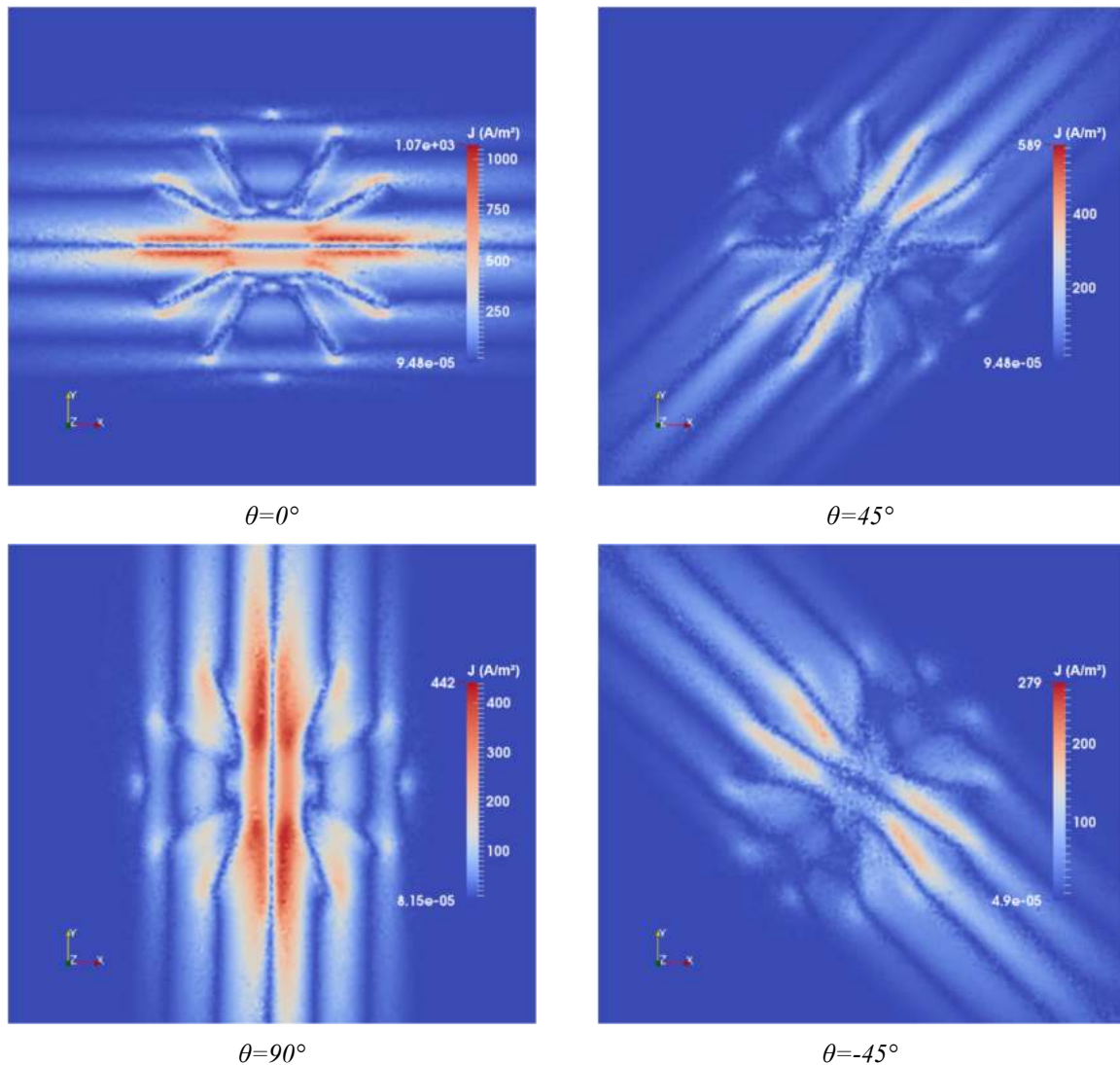


Figure IV.7: Zoom sur la répartition des courants de Foucault dans les quatre plis, ($\varphi = 0^\circ$).

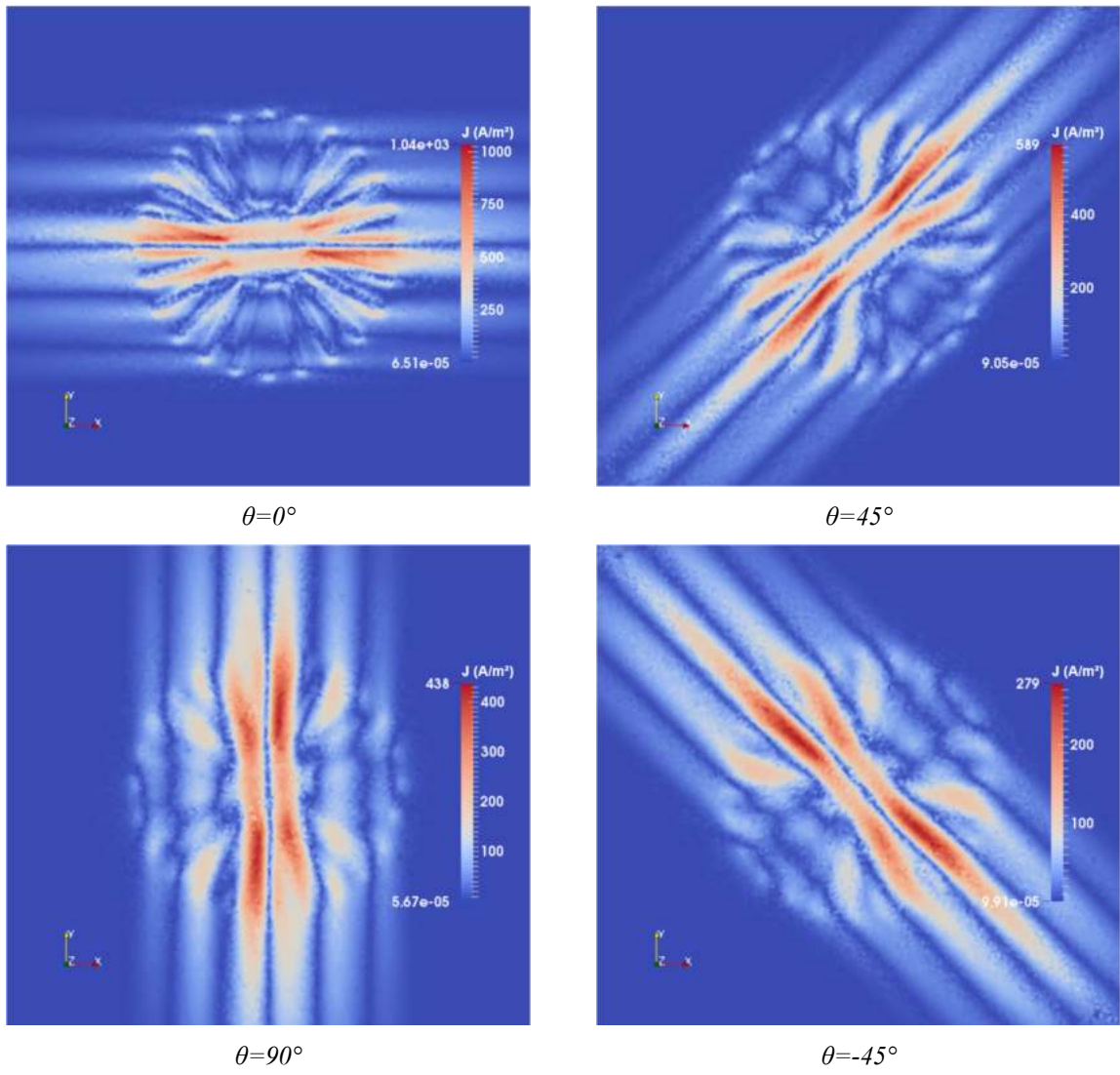
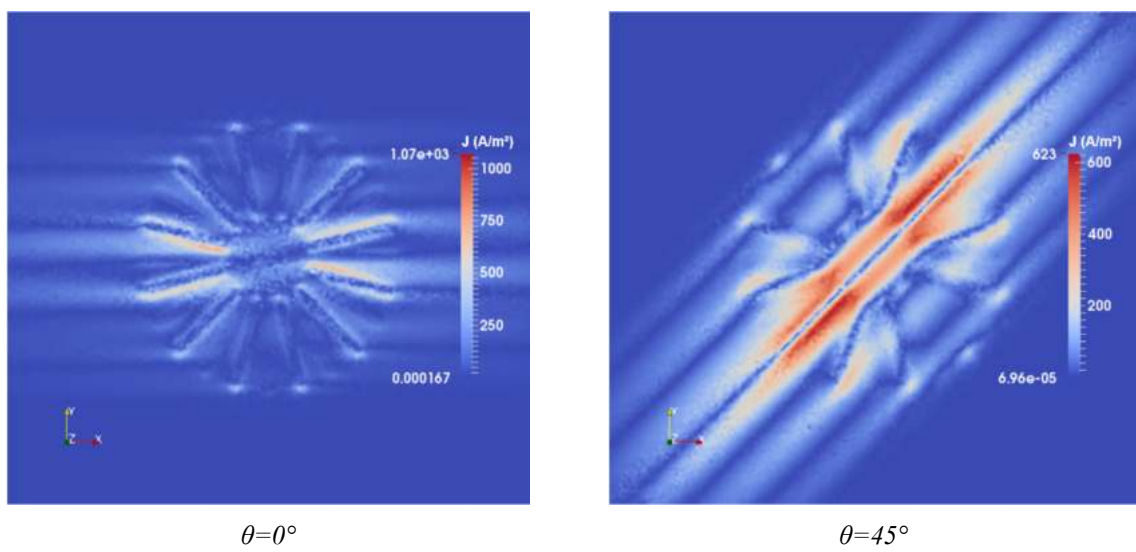


Figure IV.8: Zoom sur la répartition des courants de Foucault dans les quatre plis, ($\varphi = 45^\circ$).



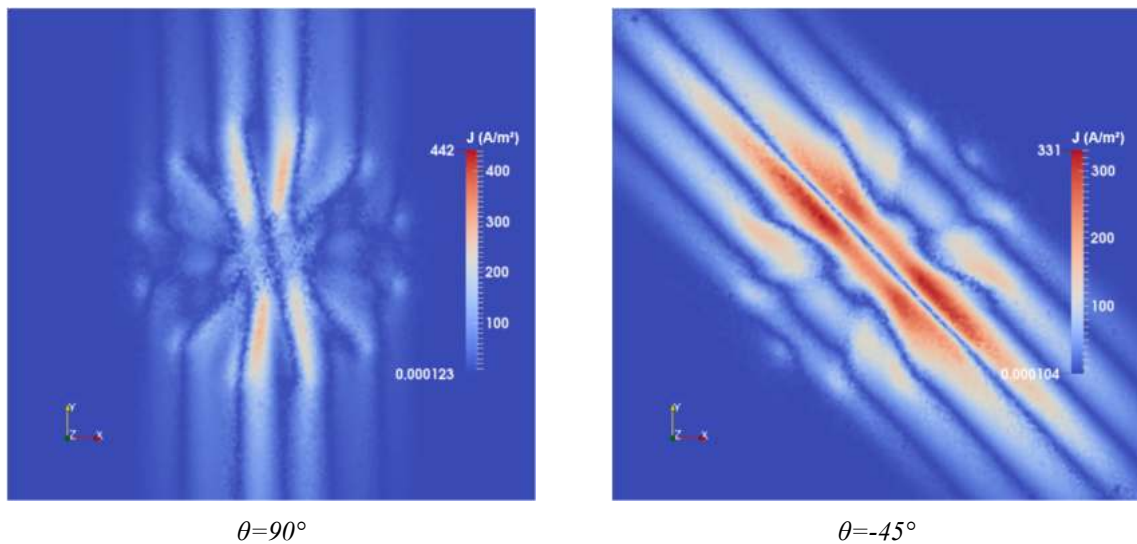


Figure IV.9: Zoom sur la répartition des courants de Foucault dans les quatre plis, ($\varphi = 90^\circ$).

IV.4 PROBLEME INVERSE

Le problème inverse est résolu par l'utilisation des réseaux de neurones artificiels (RNA) basés sur le MLP (MultiLayer Perceptron), ces structures étant les plus courantes et les plus utilisées dans le CND-CF [Bihan-08, Yusa-02].

La structure du réseau de neurones est constituée de deux couches de réseaux de neurones non bouclés (aussi appelé *feed forward*) avec des fonctions d'activation de type tangente hyperbolique dans la couche cachée et d'une couche de sortie constituée d'un seul neurone ayant une fonction d'activation de type linéaire (Figure IV.10). Le nombre de neurones dans la couche cachée est égal à 50.

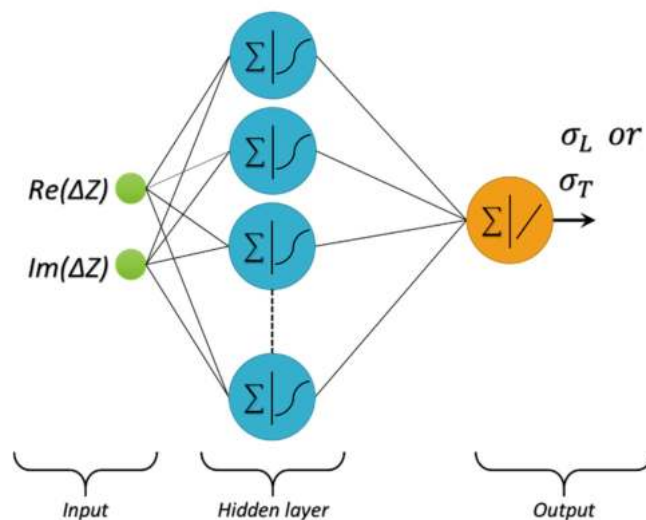


Figure IV.10: Inversion par des RN à deux paramètres d'entrée.

Dans ce travail, nous avons obtenu 484 données (484 exemples) et celles issues des calculs éléments finis 3D sont stockées dans un fichier qui forme la base d'apprentissage. Les paramètres recherchés étant la conductivité longitudinale (σ_L) et la conductivité transversale (σ_T), ceux-ci sont obtenus en sortie des RNA. Les autres paramètres, la partie réelle et la partie imaginaire des variations des impédances normalisées $Re(\Delta Z)$, $Im(\Delta Z)$ constituent l'entrée.

Le domaine d'apprentissage est le suivant : l'espace des paramètres estimés (σ_L et σ_T) est régulièrement discrétisé, entre 10 et 1×10^2 S/m pour la conductivité transversale et varie de 1×10^3 à 5×10^4 S/m pour la conductivité longitudinale.

Les exemples de la base d'apprentissage sont présentés une première fois au RN. Ensuite la sortie du RN est comparée avec celle contenue dans la base pour tous ces exemples. Le critère d'erreur entre ces deux sorties est par la suite minimisé de façon itérative par l'utilisation de l'algorithme de Levenberg-Marquardt.

Une fois l'apprentissage est effectué correctement, la capacité du réseau de neurones est évaluée sur des données issues d'une simulation qui n'existent pas dans une base de test. Ces données sont prises aléatoirement dans le domaine d'apprentissage (10% des données d'origine) de (σ_L) et de (σ_T).

Les résultats de l'inversion sur la base de test sont illustrés aux figures (IV.11) et (IV.12). D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que le modèle inverse par réseau de neurones de perceptrons multicouches semble donner des résultats avec une bonne précision lorsque l'erreur relative de la figure (IV.11) est environ (0% et 1,2%) et sa moyenne est de 0,5%, et l'erreur relative de la figure (IV.12) est d'environ (0% et 2,5%) et sa moyenne est de 1,3%. En effet, l'erreur relative reste très faible sur toute la base de test.

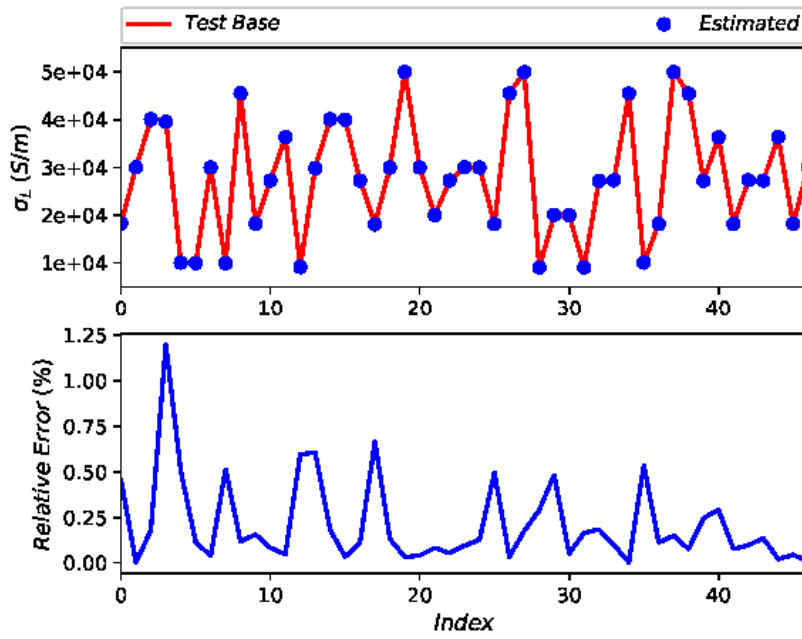


Figure IV.11: Résultats de l'inversion sur la base de test pour la conductivité longitudinale.

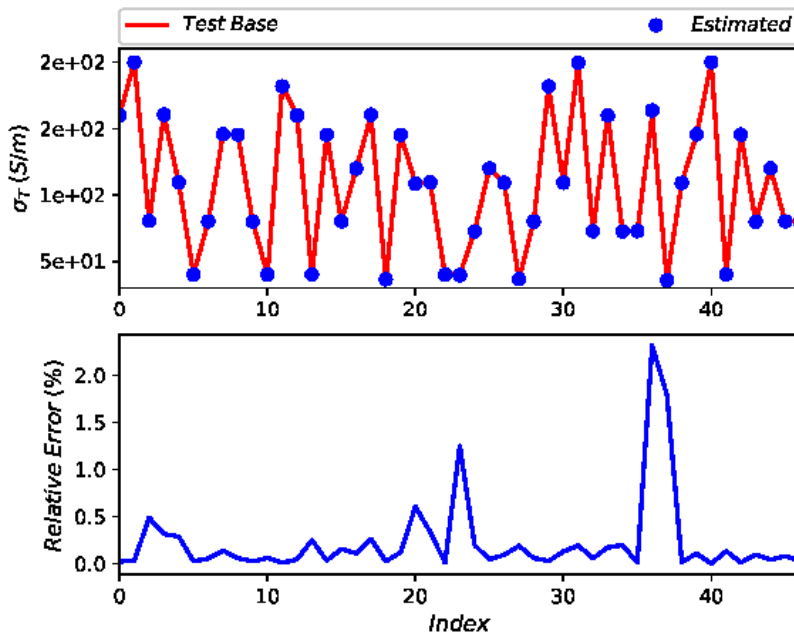


Figure IV.12: Résultats de l'inversion sur la base de test pour la conductivité transversale.

IV.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un nouveau concept de capteur de courant de Foucault multi-bobines à champ magnétique tournant, qui permet de caractériser les matériaux composites à fibres de carbone.

Nous avons observé des phénomènes très intéressants, à partir des résultats de la simulation numérique obtenus et de leur validation par l'utilisation de la méthode des éléments finis 3D. Ce nouveau capteur diffère des autres ; car il permet d'identifier le tenseur de conductivité électrique d'une plaque en matériau composite à fibre de carbone avec une grande vitesse de caractérisation, une meilleure sensibilité et sans rotation mécanique, ce qui le rend très attrayant et fiable.

Une méthodologie choisie utilisant la méthode des éléments finis 3D et les réseaux de neurones artificiels pour l'identification du tenseur de conductivité électrique d'une plaque en matériau composite à fibre de carbone a été présentée. Cette méthodologie conduit à de bons résultats avec une bonne précision.

CHAPITRE V

Mise en Œuvre Expérimentale

CHAPITRE V: MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE

V.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présenterons les résultats obtenus lors des essais pratiques effectués à l'aide de prototype réalisé au niveau de Laboratoire de Physique des Matériaux, Université de Laghouat.

Tout d'abord, nous présenterons les appareils que nous avons utilisés et leurs principes de fonctionnement.

Ensuite, nous présenterons le nouveau capteur proposé réalisé industriellement et leur caractéristique géométrique, électrique et physique.

En outre, nous présenterons les différentes cartes électroniques réalisées dans le but d'alimenter le capteur par une source de tension biphasée et faire le multiplexage et pré amplification des signaux.

Enfin, nous présenterons la stratégie de mesure de prototype réalisé avec leurs résultats expérimentaux et aussi l'identification du tenseur de conductivité électrique d'un pli en MCFC par le problème inverse.

V.2 DISPOSITIFS EXPERIMENTAUX

Deux types d'appareils ont été utilisés dans ce travail, le premier pour effectuer les mesures des paramètres électriques de notre capteur et le second pour caractériser les matériaux composites avec une technologie innovante de mesure.

V.2.1 Analyseur d'impédance « Agilent 4294A »

Nous avons utilisé un analyseur d'impédance de précision type AGILENT 4294A (Figure V.1) disponible au laboratoire IREENA site de Saint-Nazaire. L'analyseur d'impédance est un appareil assez précis qui nous permet de balayer une large gamme de fréquences allant de 40Hz à 110MHz. Il permet de visualiser et mesurer la résistance R en fonction de la fréquence f , ainsi que la partie imaginaire X , le module $|Z|$ et la phase θ de l'impédance du système considéré dans une plage de fréquence déterminée. L'utilisation d'une large gamme de fréquence (contrôle en multifréquence) permet d'avoir une grande quantité d'informations, et nous

pouvons en sélectionner les plus pertinentes. Tous les éléments : la chaîne de mesure, en l'occurrence le générateur, l'amplificateur, le démodulateur et l'afficheur, sont montés de manière compacte à l'intérieur de cet appareil.



Figure V.1: Analyseur d'impédance de précision AGILENT 4294A.

V.2.2 Amplificateur à détection synchrone « HF2LI Lock-in Amplifier »

Nous avons utilisé un amplificateur à détection synchrone type HF2LI (Figure V.2) disponible au Laboratoire de Physique des Matériaux, Université de Laghouat. L'amplificateur à détection synchrone est un appareil pour traiter le signal. Très souvent, le signal est de très faible amplitude et de haute fréquence et est noyé dans un bruit de mesure qui est, lui, de très basse fréquence (voir la Figure V.3). La détection va servir à déterminer l'amplitude du signal bien qu'il soit minime. L'amplitude de ce signal peut être de l'ordre des *nanoVolts* et être détectée grâce à cette méthode. Pour pouvoir récupérer ce signal, il est isolé de toutes les autres fréquences et phases indésirées. Ainsi le bruit ne peut pas affecter la mesure. Pour pouvoir être isolé, il faut avoir une fréquence de référence. Pour réaliser cette mesure on utilise un amplificateur à détection synchrone ou « Lock-in Amplifier » qui, afin d'extraire l'amplitude recherchée.



Figure V.2: HF2LI Lock-in Amplifier.

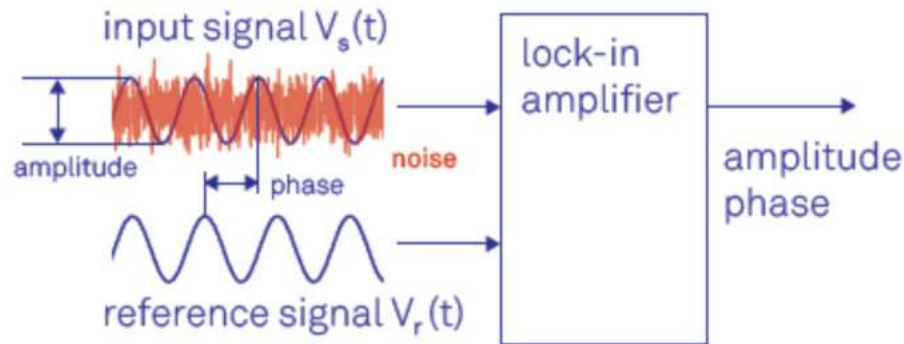


Figure V.3: Procédé de mesure de l'amplitude et de la phase d'un signal par un amplificateur à détection synchrone.

V.2.2.1 Principe général de la détection synchrone

V.2.2.1.1 Démodulation à double phases

Dans une expérience typique, le dispositif sous test (DST) est excité par un signal sinusoïdal, comme le montre la Figure (V.4(a)). La réponse du dispositif $V_s(t)$ ainsi que le signal de référence $V_r(t)$ sont utilisés par l'amplificateur à détection synchrone pour déterminer l'amplitude V et la phase θ . Ceci est réalisé en utilisant un circuit de démodulation à double phase, comme illustré sur la Figure (V.4(b)). Le signal d'entrée est divisé et multiplié séparément avec le signal de référence et une copie déphasée de 90° de celui-ci. Les sorties des mélangeurs passent par des filtres passe-bas configurables, ce qui donne les deux sorties X et Y , appelées composantes en phase et en quadrature. L'amplitude A_s et la phase θ sont facilement dérivées de X et Y par une transformation des coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires en utilisant la relation :

$$\frac{A_s}{\sqrt{2}} = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (\text{V.1})$$

$$\theta = \text{atan2}(Y, X) \quad (\text{V.2})$$

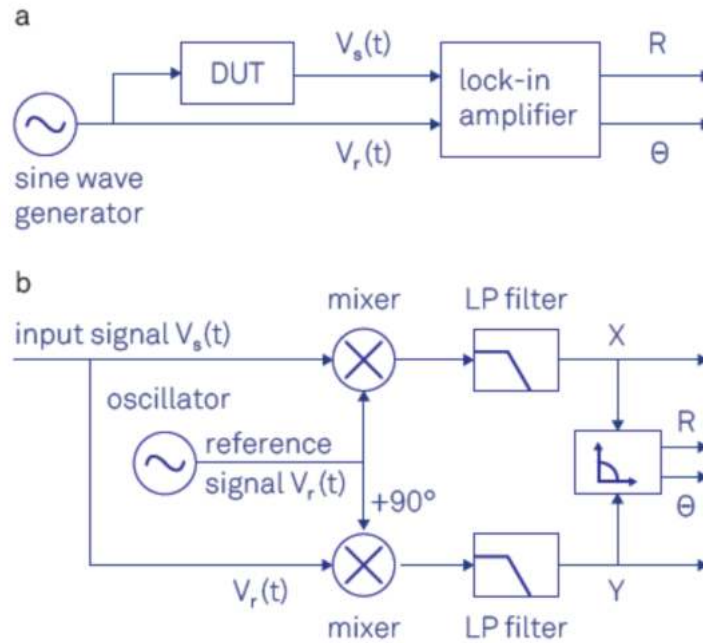


Figure V.4: (a) Configuration de mesure de base intégrant un amplificateur à détection synchrone. (b) Mixage et filtrage passe-bas effectués par l'amplificateur à détection synchrone.

V.2.2.1.2 Mixage de signaux dans le domaine temporel

Les nombres complexes fournissent un formalisme mathématique élégant pour calculer le processus de démodulation. Nous utilisons la loi trigonométrique élémentaire pour réécrire le signal d'entrée $V_s(t)$ comme la somme de deux vecteurs dans le plan complexe :

$$V_s(t) = \frac{A_s}{2} e^{+j(\omega_s t + \theta)} + \frac{A_s}{2} e^{-j(\omega_s t + \theta)} = A_s \cdot \cos(\omega_s t + \theta) \quad (\text{V.3})$$

Le mélangeur à double phases est exprimé mathématiquement comme une multiplication du signal d'entrée avec le signal de référence complexe :

$$V_r(t) = \sqrt{2} e^{-j(\omega_r t)} = \sqrt{2} \cos(\omega_r t) - j\sqrt{2} \sin(\omega_r t) \quad (\text{V.4})$$

Le signal complexe après multiplication est donné par :

$$V(t) = X(t) + jY(t) = V_s(t) \cdot V_r(t) = \frac{A_s}{\sqrt{2}} \left[e^{+j((\omega_s - \omega_r)t + \theta)} + e^{-j((\omega_s + \omega_r)t + \theta)} \right] \quad (\text{V.5})$$

Le signal complexe après multiplication est donné par le filtrage suivant et mathématiquement exprimé comme une moyenne des vecteurs mobiles dans le temps. Le

filtrage annule le terme de rotation rapide à $|\omega_s + \omega_r|$ en définissant $\langle \exp[-j(\omega_s + \omega_r)t + j\theta] \rangle = 0$.

Le signal après la démodulation dans le cas où les fréquences sont égales $\omega_s = \omega_r$, il devient :

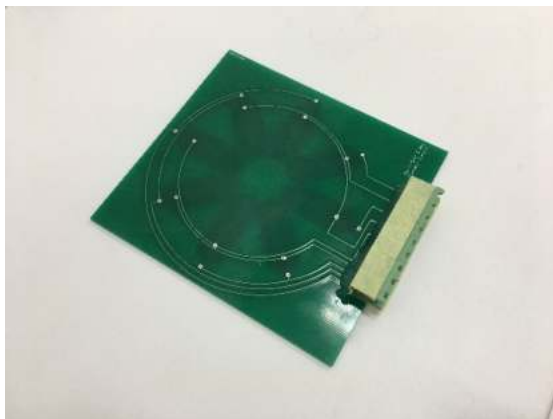
$$V(t) = \frac{A_s}{\sqrt{2}} e^{j\theta} \quad (\text{V.6})$$

L'équation (V.6) est le signal démodulé et aussi la sortie principale de l'amplificateur à détection synchrone : avec la valeur absolue $\|V\| = A_s/\sqrt{2}$ donné comme valeur efficace du signal et son argument $\arg(V) = \theta$ donné par déphasage du signal d'entrée par rapport à celui de référence. Les parties réelles et imaginaires du signal démodulé $V(t)$ sont les composantes en phase X et en quadrature Y . Ils sont obtenus à l'aide de la formule d'Euler :

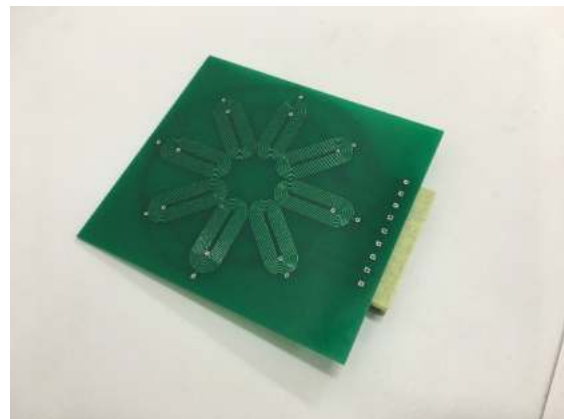
$$\begin{cases} X = \text{Re}(V) = \frac{A_s}{\sqrt{2}} \cos(\theta) \\ Y = \text{Im}(V) = \frac{A_s}{\sqrt{2}} \sin(\theta) \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

V.3 CAPTEUR (Bobines sur circuit imprimé)

Dans cette partie, nous présentons le nouveau capteur proposé à courants de Foucault que nous avons réalisé industriellement par la société PCBWay avec l'utilisation de la technologie des bobines sur circuit imprimé (CI). Comme c'est montré sur la Figure (V.5).



(a) Vu en haut



(b) Vu en bas

Figure V.5: Capteur multi-bobines à courant de Foucault.

Dans cette conception, ce capteur est constitué de huit bobines rectangulaires identiques. Ce choix du nombre de huit bobines est selon l'orientation des plis orientés suivant un ordre de drapage (0° , 45° , 90° , -45°). Et selon les résultats obtenus dans le chapitre précédent (Figures IV.4 et IV.5) ; notre intérêt est porté sur les amplitudes des pics de la variation de l'impédance des éléments de bobine du capteur en fonction de leur positions angulaires. Et aussi, ce capteur est facile à réaliser industriellement.

V.3.1 Caractérisation géométrique

Le capteur proposé à courants de Foucault est constitué de multi-bobines rectangulaires identiques à deux bobines globales et chacune contient 4 éléments de bobine. La Figure (V.6) montre une vue schématique d'un seul élément de bobine obtenu par le logiciel de conception Eagle Autodesk. Dans chaque élément de bobine, la longueur développée ou la longueur totale du fil l_{totale} et la surface effective S_{totale} sont données par les équations (V.8) et (V.9) respectivement :

$$l_{totale} \approx 2D + 2\pi(r + (l_p + e) \times (n - 1)) \quad (V.8)$$

$$S_{totale} \approx (\pi(r + (l_p + e) \times (n - 1))^2) + (2D(r + (l_p + e) \times (n - 1))^2) \quad (V.9)$$

Où D et r représentent respectivement la longueur de la bobine et le rayon intérieur de la bobine. l_p et e sont respectivement la largeur de piste et la distance inter piste.

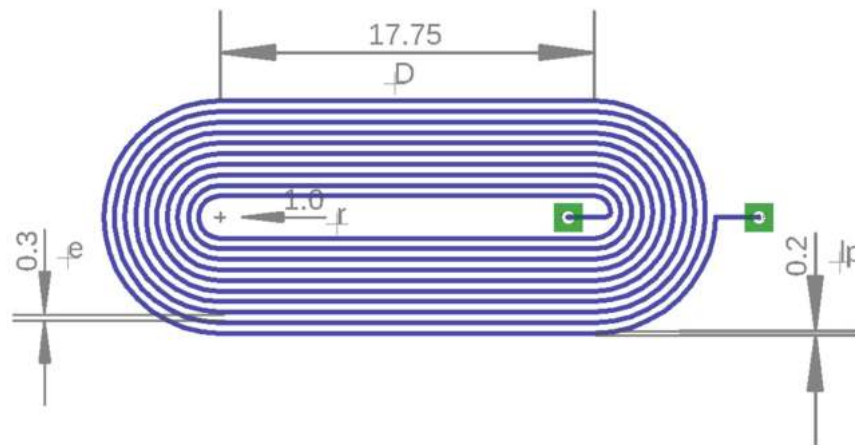


Figure V.6: Vue schématique de conception d'un seul élément de bobine.

V.3.2 Caractérisation électrique

Les mesures sont faites ici grâce à un analyseur d'impédance 'AGILENT 4294A', ayant une bande passante de 40 Hz à 110 MHz. Les fréquences utilisées sont en pratique comprises entre 1 MHz et 10 MHz. La Figure (V.7) montre une photographie du prototype expérimental réalisé au niveau de l'IREENA site de Saint-Nazaire.

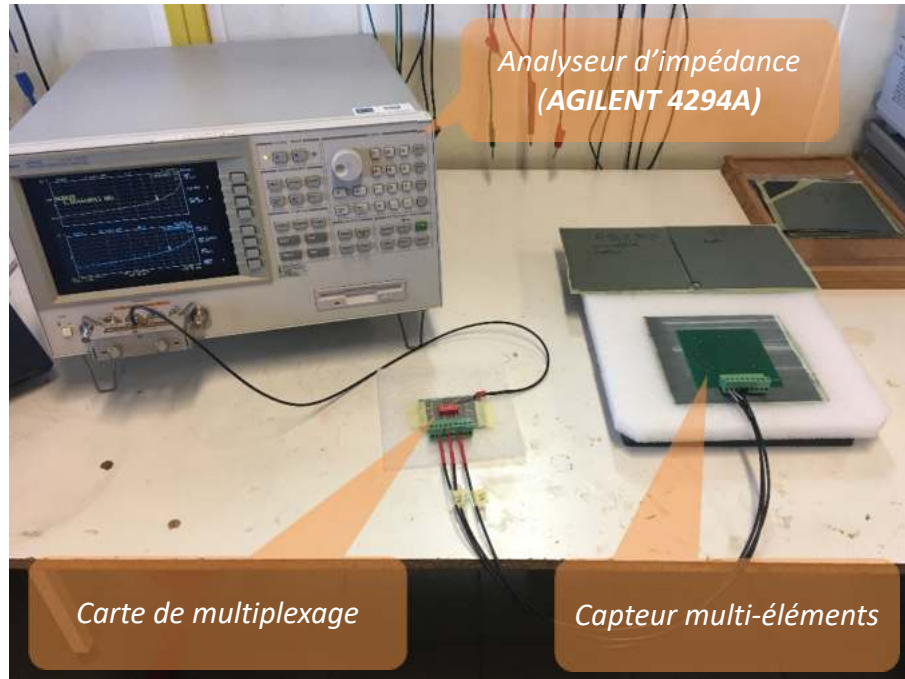


Figure V.7: Prototype expérimental réalisé au niveau de l'IREENA.

Le signal mesuré est l'impédance d'élément de bobine qui joue à la fois le rôle d'émetteur et de récepteur. Les paramètres que l'on choisit comme représentatifs du signal peuvent être par exemple, la résistance R et la réactance X de l'impédance, ou le module $|Z|$ et la phase θ de l'impédance du système considéré. Les courbes représentant les signaux de sortie de l'appareil sont affichés sur un écran et peuvent être enregistrées sur un PC.

Le diagramme de l'impédance mesurée d'un élément de bobine sur CI avec la connectique de l'expérimentation est présenté à la Figure (V.8). Il montre en effet un déphasage compris entre 83° et 89° entre 1 MHz et 10 MHz. Cette figure présente aussi l'évolution mesurée de la résistance R en fonction de la fréquence f , ainsi que la partie imaginaire X et le module $|Z|$.

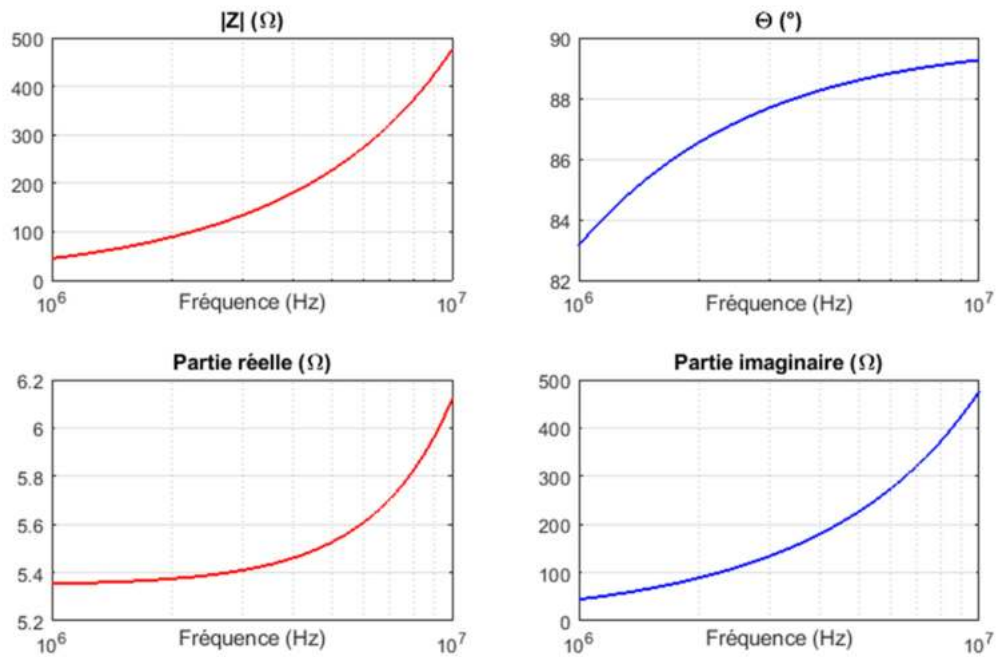


Figure V.8: Impédance d'une bobine sur CI.

V.3.3 Caractérisation physique

La connaissance de ses caractéristiques géométriques et électriques est nécessaire mais insuffisante pour qualifier pleinement le comportement électromagnétique d'une bobine. En tant que capteur électromagnétique, la bobine doit répondre à d'autres exigences en fonction du mode d'utilisation prévu. En tant qu'émetteur, sa capacité émissive doit être calculée. S'il est utilisé comme récepteur, il est nécessaire de déterminer sa sensibilité et son signal de bruit électrique. Dans le capteur proposé, les bobines ont la possibilité de travailler en émission et en réception simultanément ou séparément, ce qui implique une étude complète et rigoureuse de l'élément sensible. Ravat, C. [Ravat-08] expose dans son travail ces paramètres comme suit :

La sensibilité d'un capteur est le rapport des variations respectives de la grandeur de sortie du capteur et du mesurande. Dans le cas d'une bobine utilisée comme capteur magnétique, un champ magnétique est transformé en tension. La sensibilité s'écrit, d'après la loi de Lenz-Faraday, à la fréquence f

$$S = \left| \frac{dV}{dB} \right| = 2\pi f S_{totale} \quad (V.10)$$

Où S_{totale} est la surface totale de l'ensemble des spires de la bobine, dV est la variation de tension provoquée par une variation de l'induction magnétique dB reçu.

Le bruit d'une bobine lorsqu'elle n'est pas parcourue par un courant est uniquement un bruit d'agitation thermique. Cette tension efficace v_b s'écrit, à la température T et sur une plage de fréquences de mesure Δf

$$v_b = \sqrt{4 \times k \times T \times R \times \Delta f} \quad (\text{V.11})$$

Où $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann.

Le pouvoir d'émission, dans le cas d'un élément émetteur, est le rapport entre le champ émis B et le courant I nécessaire à son émission. Son expression s'obtient à l'aide de celle du flux magnétique Φ produit par un élément d'inductance L traversé par un courant I , qui s'écrit avec B supposé uniforme sur l'ensemble de la surface effective de la bobine :

$$\Phi = LI = BS_{\text{totale}} \Rightarrow P_e = \frac{B}{I} = \frac{L}{S_{\text{totale}}} \quad (\text{V.12})$$

Le Tableau V.1 regroupe les caractéristiques de la bobine sélectionnée pour évaluer un MCFC de manière non destructive.

Tableau V.1 : Valeurs numériques des caractéristiques de la bobine calculées à 1 MHz.

	Paramètres	Valeurs
Dimensions de la bobine	Longueur de la bobine (D)	17.75 mm
	Rayon intérieur (r)	1 mm
	Largeur de piste (l_p)	0.2 mm
	Distance inter piste (e)	0.3 mm
	Épaisseur de piste (e_p)	35 μm
	Nombre de spires	10
Paramètres électriques	Résistance moyenne mesurée R	1.34 Ω
	Inductance moyenne mesurée L	1.77 μH
	Capacité estimée C	0.58 pF
	Sensibilité S	9.74 V/mT
	Tension de bruit v_b	0.47 μV
	Pouvoir d'émission P_e	1.14 mT/A

V.4 ECHANTILLONS DE TEST

Dans cette partie, nous allons exposer le travail que nous avons effectué avec des matériaux composites à fibres de carbone dont la structure est unidirectionnelle. La Figure (V.10) montre les trois types d'échantillons : le premier est de type monocouche, le deuxième est de type stratifié symétrique ayant un plan de drapage ($0^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ$) et le troisième est de type stratifié orthogonal ayant un plan de drapage ($0^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 90^\circ, 0^\circ$).



Figure V.9: Echantillons de test en MCFCs.

V.5 MESURES EXPERIMENTALES

Dans cette section, nous présenterons les résultats pratiques obtenus à l'aide de prototype réalisé au niveau de Laboratoire de Physique des Matériaux, Université de Laghouat. L'ensemble du matériel utilisé dans cette expérimentation est pris en photographie dans la Figure (V.10). Il est composé de :

- Amplificateur à détection synchrone (Lock-in Amplifier **HF2LI**) ;
- Oscilloscope ;
- Contrôleur (ziControl) ;
- Capteur multi-éléments ;
- Carte d'alimentation électrique (source de tension biphasée) ;
- Carte de multiplexage et préamplification ;
- Echantillons de test.

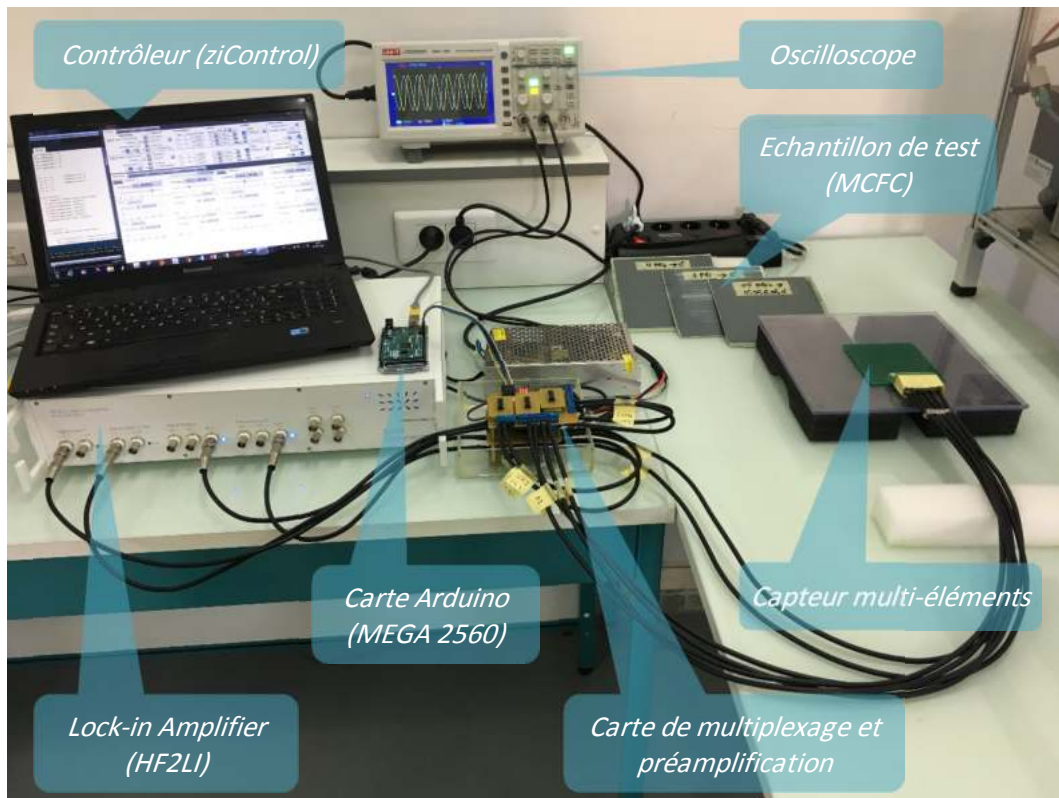


Figure V.10: Prototype expérimental réalisé au niveau de Laboratoire de Physique des Matériaux /Université de Laghouat.

V.5.1 Cartes électroniques développées

Nous avons réalisé trois cartes comme le montre la Figure (V.11). La première a pour fonction d'alimenter notre capteur par une source de courant sinusoïdale biphasé, la deuxième et la troisième servent à faire le multiplexage et la pré-amplification.

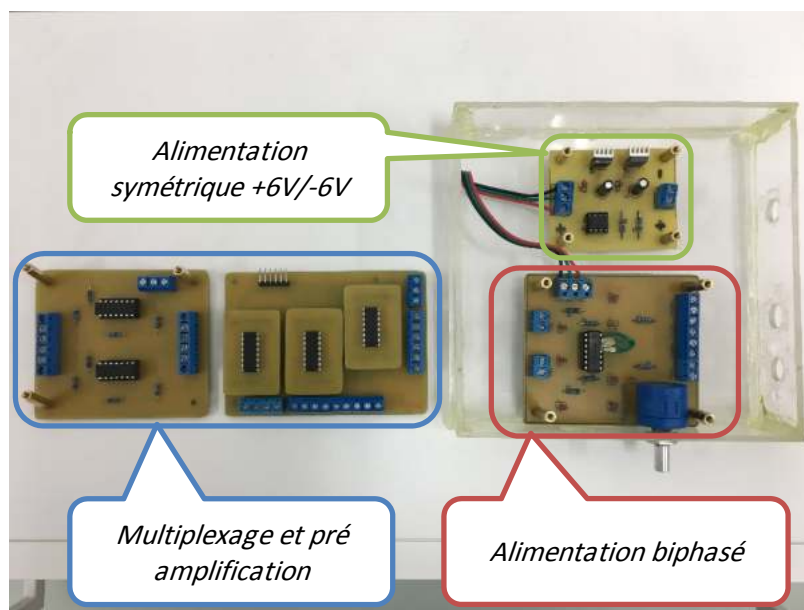


Figure V.11: Cartes électroniques développées.

V.5.2 Stratégie de mesure

D'un point de vue pratique, un schéma du système de mesure est illustré par la Figure (V.12). L'amplificateur à détection synchrone délivre deux sources de tension sinusoïdales à l'aide de ses générateurs de fréquence internes qui sont connectées à l'entrée de la carte d'alimentation avec laquelle nous avons excité notre capteur multi-éléments par une source de tension sinusoïdale biphasée. Les deux sorties du capteur sont multiplexées et la sortie du multiplexeur (MUX 0) est connectée à l'amplificateur de courant transimpédance. Le signal de sortie de l'amplificateur de courant transimpédance est alors connecté à l'entrée (1) de l'amplificateur à détection synchrone, appelée ici (V_{in1}). Les tensions aux bornes des éléments des bobines du capteur sont multiplexées et leur sortie différentielle est connectée à l'entrée de l'amplificateur différentiel. Le multiplexeur (MUX 1) permet de commuter l'une des 8 entrées différentielles sur une sortie différentielle commune. Le signal de sortie de l'amplificateur différentiel est connecté à l'entrée (2) de l'amplificateur à détection synchrone, appelé ici (V_{in2}).

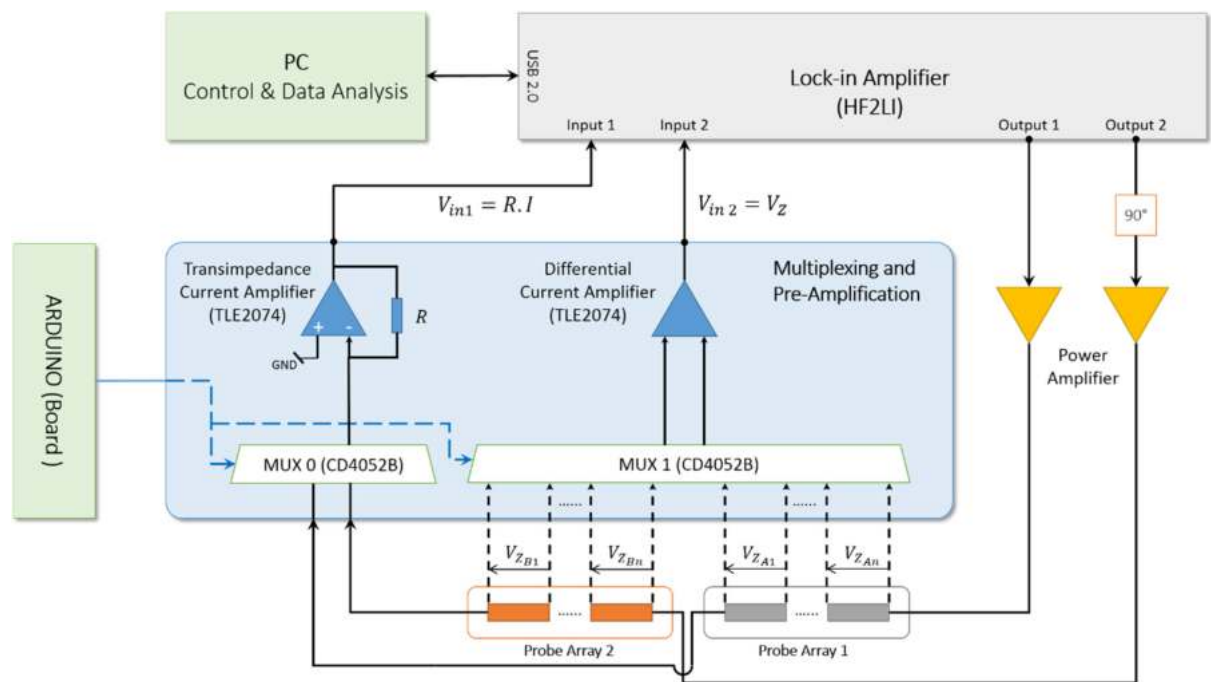


Figure V.12: Chaîne de mesure.

L'ensemble de l'expérimentation est contrôlé par un ordinateur et plus particulièrement par l'intermédiaire du logiciel ziControl et aussi par une carte Arduino par l'intermédiaire du logiciel Arduino open-source (IDE).

Les composantes en phase et en quadrature des deux entrées de signal sont transférées de l'amplificateur à détection synchrone à un ordinateur via un câble USB. Avec cette

configuration qui peut être réellement mise en œuvre, l'impédance Z de chaque élément de bobine peut être calculée en utilisant l'équation suivante :

$$Z = \frac{V_{in2}}{I} = R \cdot \frac{V_{in2}}{V_{in1}} \quad (\text{V.13})$$

V.5.3 Résultats expérimentaux

La figure (V.13) montre les variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'un pli en matériau composite. Les parties (réelle et imaginaire) se présentent sous forme de lobes orientés dans le sens des fibres ($\theta=90^\circ$).

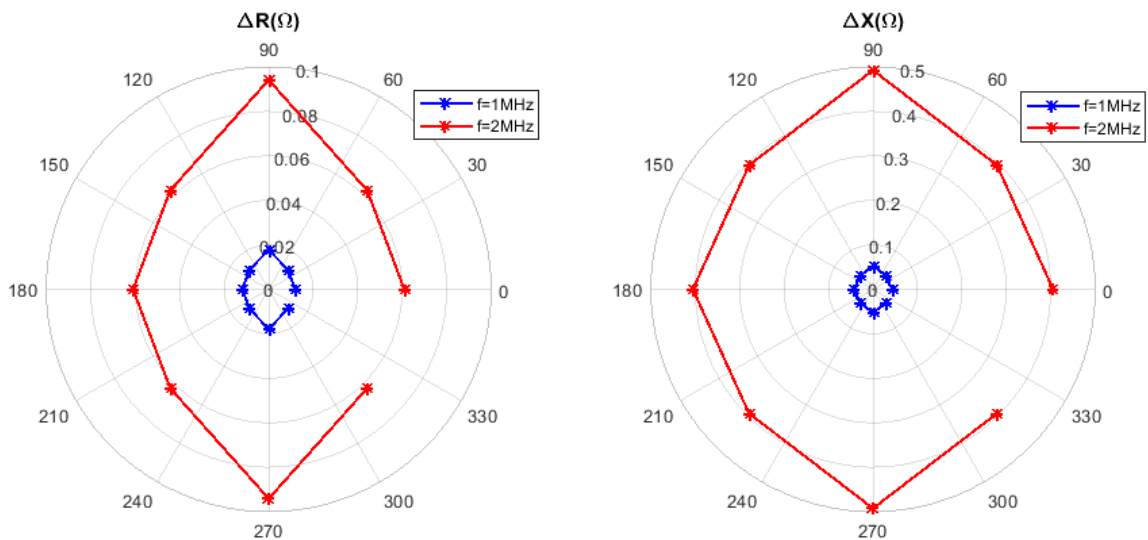


Figure V.13 : Variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'un pli, pour deux fréquences de 1 et de 2MHz.

La figure (V.14) montre les variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'une plaque constituée de quatre plis orientés dans les directions $[90^\circ/90^\circ/90^\circ/90^\circ]$. Ces variations se présentent sous forme de lobes orientés dans la direction perpendiculaire à l'axe d'anisotropie ($\theta=90^\circ$).

La figure (V.15) montre les variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'une plaque comportant cinq plis orientés dans les directions $[0^\circ/90^\circ/0^\circ/90^\circ/0^\circ]$. Nous obtenons deux lobes orientés dans les directions des fibres dans les cinq plis.

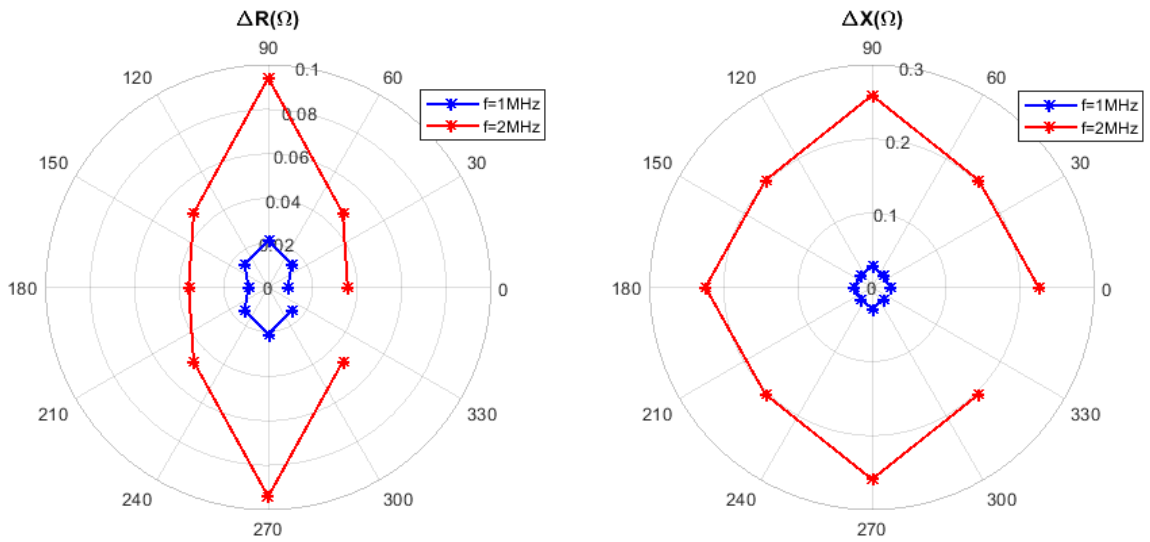


Figure V.14: Variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'une plaque constituée de quatre plis orientés dans les directions $[90^\circ/90^\circ/ 90^\circ/90^\circ]$, pour deux fréquences de 1 et de 2MHz.

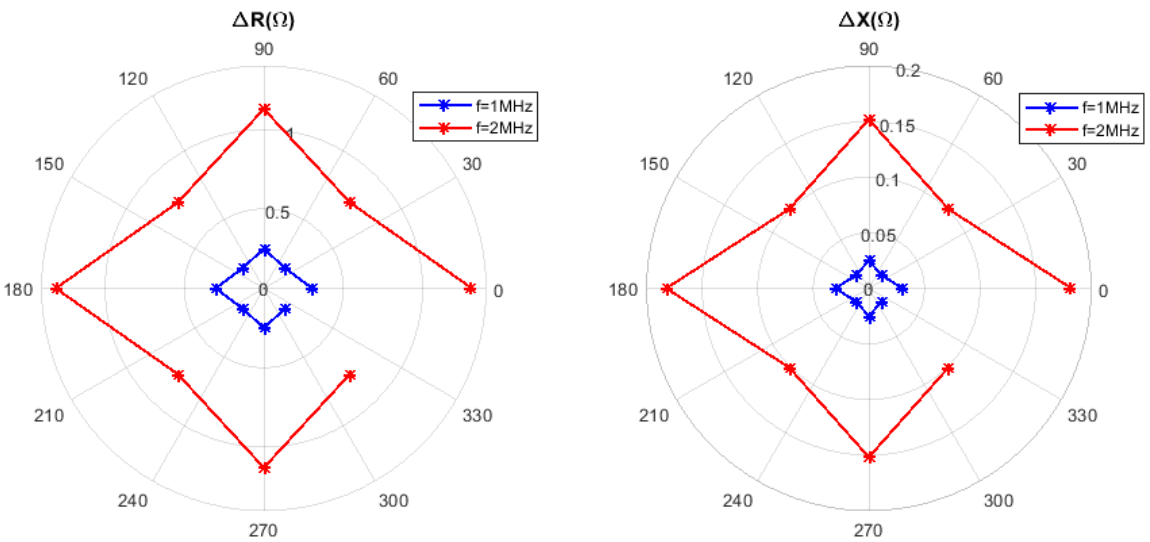


Figure V.15: Variations des parties (réelle et imaginaire) de l'impédance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'une plaque comportant cinq plis orientés dans les directions $[0^\circ/90^\circ/ 0^\circ/90^\circ/0^\circ]$, pour deux fréquences de 1 et de 2MHz.

V.5.4 Identification du tenseur de conductivité électrique par le problème inverse :

La résistance mesurée dépend fortement d'une position angulaire de la bobine du capteur et de la valeur de la fréquence. Pour identifier les composantes du tenseur de conductivité électrique, les valeurs calculées sont comparées à celles mesurées en utilisant l'algorithme d'identification du tenseur de conductivité électrique par le problème inverse pour deux positions angulaires des bobines du capteur.

La fonction coût est exprimée en fonction des deux positions angulaires des bobines du capteur comme suit :

$$F_c = \frac{1}{2} \left| \frac{\Delta R_{mes1} - \Delta R_{cal1}}{\Delta R_{mes1}} \right|^2 + \frac{1}{2} \left| \frac{\Delta R_{mes2} - \Delta R_{cal2}}{\Delta R_{mes2}} \right|^2 \quad (V.14)$$

Où ΔR_{mes} et ΔR_{cal} représentent respectivement la variation de la résistance de chaque bobine du capteur mesurée et calculée en fonction de sa position angulaire. Les indices 1 et 2 correspondent successivement à la mesure en positions angulaires des bobines du capteur ($\theta=0^\circ$) et ($\theta=90^\circ$).

La variation de la résistance de chaque bobine du capteur est mesurée à l'aide de prototype réalisé au niveau de laboratoire (LPM). La variation de la résistance de chaque bobine du capteur est calculée à l'aide d'un modèle d'élément finis 3D, et ensuite comparée à celle mesurée jusqu'à la vérification du critère de convergence (tolérance) de la fonction objectif (fonction coût) F_c . Les composantes du tenseur de conductivité sont ensuite identifiées. Ces étapes sont illustrées par l'algorithme d'identification du tenseur de conductivité électrique par le problème inverse (Figure V.16).

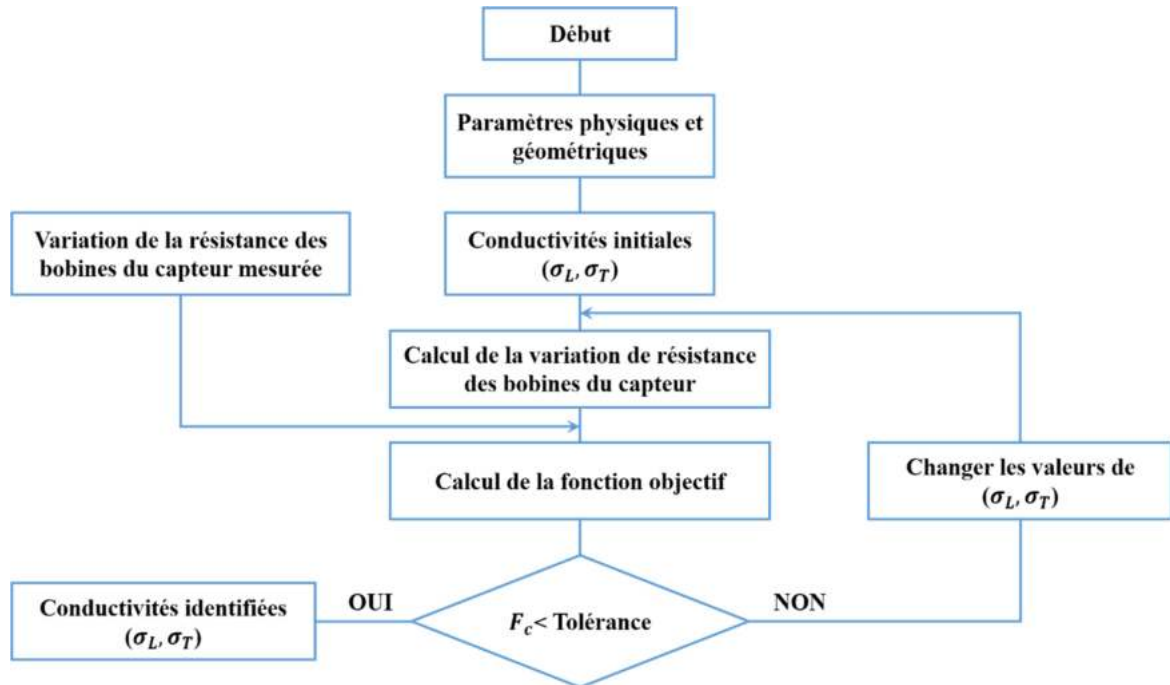


Figure V.16: Algorithme d'identification du tenseur de conductivité électrique par le problème inverse.

A la fréquence 1MHz, la valeur mesurée de la variation de la résistance de chaque bobine du capteur (ΔR_0 , ΔR_{90}), ainsi que les valeurs identifiées des conductivités longitudinale et transversale aux fibres du pli (σ_L , σ_T), sont représentées dans le Tableau (V.2).

Tableau V.2 : Les valeurs identifiées des composantes du tenseur de conductivité électrique.

$ \Delta R_0 $ (m Ω)	$ \Delta R_{90} $ (m Ω)	σ_L (S/m)	σ_T (S/m)
18.01	5.0	41875	35

V.5.5 Vérification :

Pour vérifier la validité des valeurs de conductivités identifiées, nous avons comparé les résultats de mesures à ceux de calcul de la variation de la résistance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire au-dessus d'un pli en MCFC pour lequel on a identifié ces conductivités. Les résultats de comparaison sont représentés dans la Figure (V.17) et on constate que les résultats de mesures et de calcul s'accordent globalement. Les écarts sont dus aux erreurs commises sur les valeurs des conductivités identifiées, associées aux erreurs de calcul et de mesures.

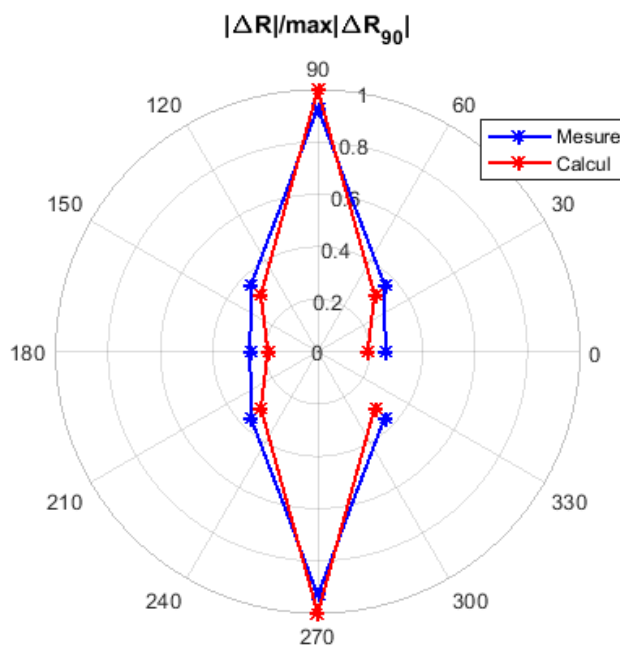


Figure V.17: Comparaison entre les résultats de calcul et de mesures de la variation de la résistance de chaque bobine du capteur en fonction de sa position angulaire.

V.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons abordé l'aspect pratique de ce projet qui consiste en la réalisation du prototype avec les différentes cartes (la carte d'alimentation, la carte de multiplexage et pré amplification) pour rendre le système autonome.

Nous avons aussi présenté l'ensemble des résultats expérimentaux lors des essais pratiques et aussi les résultats d'identification du tenseur de conductivité électrique d'un pli en MCFC par un algorithme itératif de type simplex (Pattern search) de minimisation de fonction objectif.

Il en résulte d'une étude comparative des résultats de mesures à ceux de calcul une concordance acceptable.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GENERALE

Pour pouvoir se développer, l'industrie des matériaux composites a besoin d'innovations scientifiques et technologiques. Le travail présenté dans cette thèse constitue une contribution à l'étude de l'évaluation et contrôle non destructive par courants de Foucault de matériaux composites à fibres de carbone.

En effet, de nombreux chercheurs ont utilisé l'E & CND pour caractériser et inspecter de tels matériaux. Dans ce contexte, différentes configurations de capteurs ont été évaluées au fil des années par ceux qui utilisent un capteur de courant de Foucault rotatif pour le contrôle non destructif et la caractérisation des matériaux composites à fibres de carbone. Cependant, les capteurs présentés dans les travaux précédents nécessitent une rotation mécanique, cela permettrait d'engendrer d'éventuelles variations du lift-off suite au mouvement du capteur tournant. Aussi, le processus de test pourrait prendre beaucoup de temps pour analyser la réponse du capteur pour plusieurs positions.

En premier lieu, nous avons proposé une nouvelle architecture de capteur de courant de Foucault multi-bobines qui utilise un champ magnétique tournant, excité par une source de courant sinusoïdale biphasé dans le but d'éliminer la rotation mécanique du capteur. Son avantage est d'inspecter, caractériser et effectuer des essais sur des plaques en matériaux composites. En effet, l'angle électrique du champ tournant serait plus facile à contrôler que l'angle mécanique d'un capteur rotatif équivalent. Le champ magnétique tournant va générer donc des courants induits dans la plaque en matériau composite à fibres de carbone.

En second lieu, nous avons identifié le tenseur de conductivité électrique d'une plaque en matériau composite à fibre de carbone à l'aide d'un champ magnétique tournant et d'un capteur à courants de Foucault multi-bobines. Les orientations des fibres, les conductivités longitudinale et transversale dans chaque pli de plaque de matériau composite à fibre de carbone ont été directement déterminées en analysant la variation d'impédance de chaque bobine en fonction de sa position angulaire. Le processus d'inversion est basé sur l'utilisation de réseaux de neurones artificiels. Le calcul direct associé à ces réseaux utilise la méthode des éléments finis tridimensionnels basée sur la formulation $A, V-A$.

En dernier lieu, nous avons pu réaliser le bon d'essai d'un dispositif expérimental capable de faire l'identification des paramètres physiques des matériaux composites à fibres de carbone au niveau de Laboratoire de Physique des Matériaux, Université de Laghouat. En guise de

validation, les résultats numériques sont comparés aux résultats pratiques de la variation d'impédance de chaque bobine d'un capteur multi-bobines sur une plaque en matériau composite à fibre de carbone. Les avantages associés à l'utilisation de ce capteur incluent une grande vitesse de caractérisation et une meilleure sensibilité, ce qui le rend très attrayant et fiable.

En termes de perspectives, nous proposons d'apporter les améliorations suivantes :

- ❖ Amélioration et généralisation du capteur réalisé pour prendre en compte les différentes géométries et caractéristiques des composites ;
- ❖ Hybridation du capteur réalisé avec les capteurs magnétiques GMR (Giant Magneto Resistive) afin d'augmenter les capacités de détection des défauts dans les MCFCs ;
- ❖ Amélioration des performances des réseaux de neurones en enrichissant sa base de données, afin d'identifier plusieurs paramètres physiques des matériaux composites avec le minimum d'erreurs ;
- ❖ Prise en compte des capacités de parasites dans les simulations numériques pour interpréter les phénomènes observés de résonance durant les essais pratiques.

ANNEXES

ANNEXE A : CALCUL ANALYTIQUE DE L'IMPEDANCE D'UNE BOBINE SUR UNE PLAQUE ANISOTROPE

Nous présentons dans cette annexe l'essentiel des équations développées par S.K. Burke [Burke-90] pour le calcul de la variation de l'impédance d'une bobine en présence d'une plaque amagnétique ($\mu = \mu_0$) caractérisée par une conductivité électrique anisotrope. Deux situations sont considérées : le cas où l'axe de la bobine est perpendiculaire à la surface de la plaque « bobine à axe vertical », et le cas où l'axe de la bobine est parallèle à la surface de la plaque « bobine à axe horizontal ».

A.1 Bobine à axe vertical :

La variation de l'impédance de la bobine, due aux courants induits dans la plaque, est donnée par la formule suivante :

$$\Delta Z = 2i\omega\mu_0 n^2 \int \sinh^2\left(\alpha \frac{h}{2}\right) J^2(\alpha r_i, \alpha r_e) P(\alpha) \frac{e^{-2\alpha\left(l+\frac{h}{2}\right)}}{\alpha^6} d\alpha, \quad (\text{A.1})$$

$$\text{avec : } J(x_1, x_2) = \int_{x_2}^{x_1} x J_1(x) dx \quad (\text{A.2})$$

$n = \frac{N}{h(r_e - r_i)}$ est la densité du bobinage de la bobine, et J_l représente la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 1.

$$P(\alpha) = \int_0^{2\pi} R(u = \alpha \cos \lambda, v = \alpha \sin \lambda) d\lambda, \quad (\text{A.3})$$

$$R(u, v) = \left[(q_+^2 - p^2) \{ [\cosh(\beta + \gamma)e] - 1 \} + (p^2 - q_-^2) \{ [\cosh(\beta - \gamma)e] - 1 \} \right] / \Delta, \quad (\text{A.4})$$

$$p = \alpha \gamma (k_y^2 + u^2), q_{\pm} = k_y^2 v^2 \pm \beta \gamma u^2,$$

$$\Delta = (q_+^2 - p^2) \{ [\cosh(\beta + \gamma)e] - 1 \} + (p^2 - q_-^2) \{ [\cosh(\beta - \gamma)e] - 1 \} + 2pq_- [\sinh(\beta - \gamma)e] + 2pq_+ [\sinh(\beta + \gamma)e]$$

$$\alpha^2 = u^2 + v^2, \beta^2 = \alpha^2 + k_y^2, \gamma^2 = u^2 (\sigma_x / \sigma_y) + v^2 + k_x^2,$$

$$k_x^2 = i\omega\mu_0\sigma_x = 2i / \delta_x^2, k_y^2 = i\omega\mu_0\sigma_y = 2i / \delta_y^2.$$

$\delta_x = \sqrt{2/\omega\mu_0\sigma_x}$ et $\delta_y = \sqrt{2/\omega\mu_0\sigma_y}$ sont les épaisseurs de peau correspondantes aux conductivités σ_x et σ_y .

Si l'épaisseur de la plaque est très inférieure à ces épaisseurs de peau, i.e., $e \ll \min[\delta_x, \delta_y]$, les équations A.3 et A.4 se simplifient comme suit :

$$R(u, v) = \frac{-i\eta_x\eta_y\alpha e^{-\alpha e}}{\eta_x u^2 + \eta_y v^2 + i\alpha\eta_x\eta_y}, \quad (\text{A.5})$$

$$P(\alpha) = -2\pi i \left(\frac{\eta_x e^{-\alpha e}}{\alpha + i\eta_x} \right)^{1/2} \left(\frac{\eta_y e^{-\alpha e}}{\alpha + i\eta_y} \right)^{1/2}. \quad (\text{A.6})$$

avec : $\eta_x = \frac{e}{\delta_x^2}$ et $\eta_y = \frac{e}{\delta_y^2}$.

A.2 Bobine à axe horizontal :

Dans ce cas, la variation d'impédance de la bobine est une fonction de l'angle θ que fait son axe avec l'axe x . Elle s'exprime comme suit :

$$\Delta Z(\theta) = 8i\omega\mu_0 n^2 \int_0^{\infty} \sin^2\left(u \frac{h}{2}\right) M^2(ur_i, ur_e) P_\theta(u) \frac{du}{u^6}, \quad (\text{A.7})$$

$$\text{avec : } M(x_1, x_2) = \int_{x_1}^{x_2} x I_1(x) dx. \quad (\text{A.8})$$

I_1 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce, d'ordre 1.

$$P_\theta(u) = \int \left\{ R[\chi(u, v), \xi(u, v)] + R[\chi(-u, v), \xi(-u, v)] \right\} \frac{e^{-2\alpha d}}{2\alpha} dv, \quad (\text{A.9})$$

avec : $\chi(u, v) = u \cos(\theta) - v \sin(\theta)$, $\xi(u, v) = u \cos(\theta) + v \sin(\theta)$.

Les fonctions R et α sont définies dans la section précédente.

ΔZ est une fonction paire de θ . Elle est périodique, avec une période de π . Son module $|\Delta Z|$ atteint son maximum lorsque l'axe de la bobine est parallèle à l'axe de faible conductivité, et son minimum quand l'axe de la bobine est parallèle à l'axe de la conductivité la plus élevée.

ANNEXE B : RESOLUTION D'UNE EDP A L'AIDE DE LA PLATEFORME DE CALCUL FEniCS

FEniCS est une plateforme de logiciel open source (LGPLv3) pour la résolution d'équations aux dérivées partielles (EDP). FEniCS permet aux utilisateurs de traduire rapidement des modèles scientifiques en un code par éléments finis efficace [Petter-17].

Pour illustrer la programmation d'un modèle d'une EDP simple à l'aide de la plateforme de calcul FEniCS, en considérant l'équation de Poisson sous forme variationnelle :

$$\int_{\Omega} \mu^{-1} \nabla A_z \cdot \nabla v dx = \int_{\Omega} J_z v dx \quad (\text{B.1})$$

Le problème variationnel est facilement transcrit en Python en utilisant des opérateurs mathématiques dans FEniCS :

Code Python

```
# Define function space
V = FunctionSpace(mesh, 'Lagrange', 1)

# Define boundary condition
bc = DirichletBC(V, Constant(0), 'on_boundary')

# Define variational problem
A_z = TrialFunction(V)
v = TestFunction(V)
a = (1 / mu)*dot(grad(A_z), grad(v))*dx
L = dot(J_z, v)*dx

# Solve variational problem
A_z = Function(V)
solve(a == L, A_z, bc)

# Compute magnetic field (B = curl A)
W = VectorFunctionSpace(mesh, 'P', 1)
B = project(as_vector((A_z.dx(1), -A_z.dx(0))), W)

# Plot solution
plot(A_z)
plot(B)

# Save solution to file
vtkfile_A_z = File('magnetostatics/potential.pvd')
vtkfile_B = File('magnetostatics/field.pvd')
vtkfile_A_z << A_z
vtkfile_B << B
```

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Angelidis-05] Angelidis, N. Khemiri and P E Irving, “Experimental and Finite Element Study of the Electrical Potential Technique for Damage Detection in CFRP Laminates”, *Smart Mater. Struct.* 14 (2005) 147-154.
- [Ayachit-15] U. Ayachit, “The Paraview Guide: a Parallel Visualization Application”, Available at <http://www.paraview.org/>.
- [Badics-97] Z. Badics, Y. Matsumoto, K. Aoki, F. Nakayasu, M. Uesaka and K. Miya, “An Effective 3-D Finite Element Scheme for Computing Electromagnetic Field Distortions due to Defects in Eddy-Current Nondestructive Evaluation”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1012-1020, Mar 1997.
- [Bensaid-06a] S. Bensaid, “Contribution à la Caractérisation et la Modélisation Electromagnétique des Matériaux Composites Anisotropes”, Thèse de Doctorat de l’Université de Nantes, 2006.
- [Bensaid-06b] Samir Bensaid, Didier Trichet, and Javad Fouladgar, “Electromagnetic and Thermal Behaviors of Multilayer Anisotropic Composite Materials”, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 42, n° 4, pp. 995-998, April 2006.
- [Bensaid-15] S. Bensaid, D. Trichet, J. Fouladgar, PM. Ramos, “Optimal Design of a Rotating Eddy Current Probe — Application to Characterization of Anisotropic Conductive Materials.” *IEEE Trans. Magn.* 2015; 51.
- [Bensetti-04] M. Bensetti, “Etude et Modélisation de Capteurs Destinés au Contrôle Non Destructif par Courant de Foucault. Mise en œuvre de Méthodes D’inversion,” Thèse de Doctorat de l’Université de Paris XI Orsay, 2004.
- [Berreur-02] L. Berreur, B. De Maillard, S. Nösperger, “l’Industrie Française des Matériaux Composites”, Etude Stratégique (Rapport de Synthèse) Réalisée par Nodal Consultants pour le Compte de la Digitip / SIM, 13 Mai 2002.
- [Bihan-08] Y. Le Bihan, J. Pavo, and C. Marchand, “Characterization of Small Cracks in Eddy Current Testing,” *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, 43, pp. 231- 237, 2008.
- [Bíró-91] O. Bíró and K. R. Richter, “CAD in Electromagnetism”, *Adv. In Elect. and Elect. Physics*, Vol. 82, pp. 1-96, 1991.
- [Bonavolontà-07] C. Bonavolontà, M. Valentino, G. Peluso, and A. Barone, “Non Destructive Evaluation of Advanced Composite Materials for Aerospace Application Using HTS SQUIDS”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, no. 2, pp. 772-775, June 2007.
- [Bowler-89] J. R. Bowler, L. David Sabbagh, Harold A. Sabbagh, “A Theoretical and Computational Model of Eddy-Current Probes Incorporating Volume Integral and Conjugate Gradient Methods”, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 25, no 3, pp. 2650-2664, May 1989.

- [Bruch-92] R. Bruch, G. Ries, H. Werther, G. Kreiselmeier, and Saemann-Ischenko, “New Aspects of the Mixed State From Six-Terminal Measurements on Bi₂Sr₂CaCu₂O_x Single Crystals”, *Physical Review Letters*, volume 69, no 3, pp. 522-525, July 1992.
- [Burke-90] S.K. Burke, “Eddy-Current Induction in a Uniaxially Anisotropic Plate”, *J. Appl. Phys.* 68(7), pp.3080-3090, October 1990.
- [Carr-03] C. Carr, D. Graham, J. C. Macfarlane, and G. B. Donaldson, “ SQUID-Based Nondestructive Evaluation of Carbon Fiber Reinforced Polymer”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 13, no. 2, pp. 196-199, June 2003.
- [Cheng-14] J. Cheng, H. Ji, J. Qiu, T. Takagi, T. Uchimoto, N. Hu, “Role of Interlaminar Interface on Bulk Conductivity and Electrical Anisotropy of CFRP Laminates Measured by Eddy Current Method.” *NDT & E Int* 2014;68:1–12.
- [Cheriet-08] A. Cheriet, M. Feliachi, S.M. Mimoune, “3D Nonlinear Magnetostatic Field Computation with Finite Volume Method by Means of M-B iteration,” *Revue Internationale de Génie Électrique*, vol. 11/2-3, pp.163-172, 2008.
- [Chu-01] Y. W. Chu and Y.-J. Yum, “Detection of Delamination in Graphite/Epoxy Composite by Electric Potential Method”, In the Proceedings of the 5th Korean-Russian International Symposium on Science and Technology, KORUS 2001, pp. 15 -17.
- [Chung-01] D. D. L. Chung, “Structural Health Monitoring by Electrical Resistance Measurement”, *Smart Mater. Struct.* 10 (2001), pp.624-636.
- [Clauzon-99] T. Clauzon, “Caractérisation des Défauts Profonds par Courants de Foucault Plusés dans les Matériaux Amagnétiques,” Thèse de doctorat de l'École Centrale de Lyon 1999.
- [Crane-00a] R. L. Crane, “Nondestructive Inspection of Composites”, *Comprehensive Composite Materials* ISBN (set): 0-08 0429939, vol. 5; (ISBN: 0-080437230), pp. 227-233, Elsevier 2000.
- [Crane-00b] R. Crane, D. Hagemaiier and R. Fassbender, “Radiographic Inspection of Composites”, *Comprehensive Composite Materials* ISBN (set): 0-08 0429939, vol. 5, (ISBN:0-080437230), pp. 321-344, Elsevier 2000.
- [Doirat-07] V. Doirat, S. Bensaid, J. Fouladgar, G. Berthiau, and A. Lefevre, “ Magnetic Response of Anisotropic Metal Fiber Material Using Homogeneous Technique in ECNDT”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 4, pp. 1777-1780, April 2007.
- [Dufour-93] Isabelle Dufour and Dominique Placko “Separation of Conductivity and Distance Measurements for Eddy Current Nondestructive Inspection of Graphite Composite Materials”, *J. Phys. III France* 3 (1993), pp. 1065-1074.

- [Feliachi-81] M. Feliachi, "Contribution au Calcul du Champ Electromagnétique par la Méthode des Eléments Finis en vue d'une Modélisation Dynamique de Machines Electriques," Thèse de Doctorat, Conservatoire des Arts et Métiers.
- [FEniCS] "The FEniCS Project", Available at <https://fenicsproject.org/>.
- [Gay-97] D. Gay, "Matériaux Composites", Hermes, Paris, 1997.
- [Gebrial-06] W. Gebrial, R. J. Prance, C. J. Harland, P. B. Stiffell, H. Prance and T. D. Clark, "Noncontact Imaging of Carbon Composite Structures Using Electric Potential (Displacement Current) Sensors", *Meas. Sci. Technol.* 17 (2006), pp. 1470-1476.
- [Geuzaine-09] C. Geuzaine and J.-F. Remacle, "Gmsh: A Three-Dimensional Finite Element Mesh Generator with Built-In Pre- and Post-Processing Facilities", *International Journal for Numerical Methods in Engineering* 79(11), pp. 1309-1331, 2009. Available at <http://www.geuz.org/gmsh/>.
- [González-99] J.L. González, J.S. Espinoza Ortiz, E. Baggio-Saitovitch, "Influence of the Anisotropy in the C Axis Resistivity Measurements of High-T Superconductors", *Physica C* 315_1999, pp. 271-277.
- [Graham-04] D. Graham, P. Maas, G.B. Donaldson, C. Carr, "Impact Damage Detection in Carbon Fibre Composites Using HTS SQUIDS and Neural Networks", *NDT&E International* 37 (2004) , pp. 565-570.
- [Grimberg-05] R. Grimberg, A. Savin, R. Steigmann, A. Bruma, "Eddy Current Examination of Carbon Fibres in Carbon-Epoxy Composites and Kevlar", *The 8th International Conference of the Slovenian Society for Non-Destructive Testing*, September 1-3, 2005, Portorož, Slovenia, pp. 223-228.
- [Gros-95] Xavier E. Gros, "An Eddy Current Approach to the Detection of Damage Caused by Low-Energy Impacts on Carbon Fibre Reinforced Materials", *Materials & Design*, vol. 16, no. 3, 1995, pp.167-173.
- [Gros-98] X.E. Gros, "Contrôle Non Destructif des Matériaux Composites par la Technique des Courants de Foucault : une Nouvelle Approche", *Ann. Chim. Sci. Mat*, 1998, 23, pp. 981-990.
- [Ida 95] N. Ida, "Numerical Modeling for Electromagnetic Non Destructive Evaluation," London; New York: Chapman & Hall, 1995.
- [Lane-91] S.S. Lane, R.H. Moore, H.P. Groger, G.V. Gandhe and O.H. Griffin, "Eddy Current Inspection of Graphite/Epoxy Laminates", *Journal of Reinforced Plastics and composites*, vol. 10, March 1991, pp. 158-166.
- [Lemistre-97] M. Lemistre, C. Gallaud, R. Gouyon et D. Balageas, "Une Méthode Magnétique Radiofréquence de Localisation des Défauts dans les Structures en Composite Carbone", *Journées COFREND sur les Essais Non Destructifs*, Nantes -France, 22-26 septembre 1997.

- [Logg-12] A. Logg, K.-A. Mardal, and G. Wells (eds.), Automated Solution of Differential Equations by the Finite Element Method: The FEniCS Book, vol. 84, Springer Science & Business Media, 2012.
- [Menana-09] H. Menana, “Modélisation 3D Simplifiée pour l’Evaluation Non Destructive des Matériaux Composites Anisotropes.”, Thèse de Doctorat de l’Université de Nantes, 2009.
- [Menana-10] H. Menana, M. Féliachi, “Modeling the Response of a Rotating Eddy Current Sensor for the Characterization of Carbon Fiber Reinforced Composites.” Eur Phys J Appl Phys 2010;52:23304.
- [Mook-01] G. Mook, R. Lange, O. Koeser, “Non-destructive Characterisation of Carbon Fibre Reinforced Plastics by Means of Eddy-Currents”, Composites Science and Technology 61(2001) 865-873.
- [Nakata-90] T. Nakata, N. Takahashi, K. Fujiwara and Y. Shiraki, “Comparison of Different Finite Elements for 3-D Eddy Current Analysis,” IEEE Transactions on Magnetic, vol.26, no. 2, pp.434–437, March 1990.
- [Nde-ed] <http://www.nde-ed.org/EducationResources/CommunityCollege/communitycollege.htm>
- [Otto-12] A. J. Otto, N. Marais, E. Lezar and D. B. Davidson, “Using the FEniCS Package for FEM Solutions in Electromagnetics”, in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 54, no. 4, pp. 206-223, Aug. 2012.
- [Paraview] “Paraview”, Available at <http://www.paraview.org/>.
- [Park-03] Jae Beom Park, Tomonaga Okabe, and Nobuo Takeda, “New Concept for Modeling the Electromechanical Behavior of Unidirectional Carbon-Fiber-Reinforced Plastic Under Tensile Loading”, Smart Mater. Struct. 12 (2003), pp. 105-114.
- [Park-07] J. B. Park, T. K. Hwang, H. G. Kim and Y. D. Doh, “Experimental and Numerical Study of the Electrical Anisotropy in Unidirectional Carbon-Fiber-Reinforced Polymer Composites”, Smart Mater. Struct. 16 (2007), pp. 57-66.
- [Pethrick-00] R. A. Pethrick, “Bond Inspection in Composite Structures”, Comprehensive Composite Materials ISBN (set): 0-08 0429939 Volume 5; (ISBN: 0-080437230); pp. 359-392, Elsevier 2000.
- [Petter-17] Petter Langtangen, Hans, and Anders Logg. "Solving PDEs in Python: The FEniCS Tutorial I." (2017).
- [Pike-74] G.E. Pike and C. H. Seager, “Percolation and Conductivity: A Computer Study. I*”, Physical Review B, volume 10, number 4, 15 August 1974, pp. 1421-1434.
- [Placko-92] Placko Dominique, Dufour Isabelle, “Eddy Current Sensors for Nondestructive Inspection of Graphite Composite Materials”, In the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Texas, USA, 4-9 Oct. 1992, pp.1676 – 1682.

- [Pratap-96] S. B. Pratap, and W. F. Weldon, "Eddy Current in Anisotropic Composites Applied to Pulsed Machinery", IEEE Trans. Magn., vol. 32, no. 2, pp. 437-444, March 1996.
- [Rachek-07] M. Rachek, M. Féliachi, "3-D Movement Simulation Techniques using FE-Methods : Application to Eddy Current Non-Destructive Testing", NDT & E International, Elsevier, Vol 40, Issue 1, January 2007, pp 35-42.
- [Ravat-08] C. Ravat, "Conception de Multicapteurs à Courants de Foucault et Inversion des Signaux Associés pour le Contrôle non Destructif", Ph.D. Thesis, Sciences and Technologys of Information and telecommunications Systems, University of Paris-Sud, Paris, France, 2008.
- [Ren-99] Z. Ren, "Solving 3-D Eddy Current Problem Containing thin Cracks Using Dual Formulations and Shell Elements", IEE Proc.-Si. Mms. Technol., Vol. 146. No. 1, January 1999, pp. 9-14.
- [Renhart-90] W. Renhart, C. A. Magele, "The Treatment Of Cracks In NDT Problems Using FEM", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 26, No. 2, March 1990, pp. 873-876 Paris, 1981.
- [Roberts-88] T. M. Roberts, Harold A. Sabagh, L. David Sabagh, "Electromagnetic Interactions with an Anisotropic Slab", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no. 6, pp. 3193-3200 , November 1988.
- [Ruosi-02] A. Ruosi, M. Valentino, V. Lopresto, G. Caprino, "Magnetic Response of Damaged Carbon Fibre Reinforced Plastics Measured by a HTS-SQUID Magnetometer", Composite Structures 56 (2002), pp. 141-149.
- [Sabbagh-88] H. A. Sabbagh, L. D. Sabbagh, and T. M. Roberts, "An Eddy-Current Model and Algorithm for Three-Dimensional Nondestructive Evaluation of Advanced Composites", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no. 6, pp. 3201-3212, November 1988.
- [Savin-00] A. Savin, R. Grimberg, S. Chifan, D. Premel, Y. Le Bihan, "Evaluation of Delamination in Carbon Fibre Composites Using the Eddy Current Method", 15th WCNDT, Roma 2000.
- [Sun-92] Y. S. Sun, H. Y. Lin, M. J. Chen, C. D. Wang, X. B. Wu, D. Atherton, T. R. Schmidt, "Finite Element Modelling and Physics of Remote Field Eddy Current Responses for Axially Aligned Cracks", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 28, No. 4, July 1992, pp. 1941-1947.
- [Tanaka-01] M. Tanaka, H. Tsuboi, "Finite Element Model of Natural Crack in Eddy Current Testing Problem", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 37, No. 5, September 2001, pp. 3125-3128.

- [Thomas-00] R. L. Thomas, L. D. Favro, X. Han, and Z. Ouyang, «Thermal Methods Used in Composite Inspection», *Comprehensive Composite Materials* ISBN (set): 0-08 0429939 Volume 5; (ISBN: 0-080437230); pp. 427-446, Elsevier 2000.
- [Tittmann-00] B. R. Tittmann and R. L. Crane, «Ultrasonic Inspection of Composites», *Comprehensive Composite Materials* ISBN (set): 0-08 0429939 Volume 5; (ISBN: 0-80437230); pp. 259-320, Elsevier 2000.
- [Trichet -00] D. Trichet, E. Chauveau, and J. Fouladgar “Asymptotic Calculation of Equivalent Electromagnetic and Thermal Properties for Composite Materials”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, pp. 1193-1196, July 2000.
- [Wevers-00] M. Wevers and M. Surgeon, “Acoustic Emission and Composites”, *Comprehensive Composite Materials* ISBN (set): 0-08 0429939 Volume 5; (ISBN: 0-080437230); pp. 345-357, Elsevier 2000.
- [Wikipedia] https://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89quations_de_Maxwell.
- [Xia-03] Z. Xia, T. Okabe, J.B. Park, W.A Curtin, N. Takeda, “Quantitative Damage Detection in CFRP Composites: coupled mechanical and electrical models”, *Composites Science and Technology* 63 (2003), pp. 1411-1422.
- [Xin-11] J. Xin, N. Lei, L. Udpa, & S. S. Udpa, “Nondestructive Inspection Using Rotating Magnetic Field Eddy-Current Probe.” *IEEE Transactions on Magnetics* 47.5 (2011): 1070-1073.
- [Ye-15] C. Ye, J. Xin, Z. Su, L. Udpa, & S. S. Udpa, “Novel Transceiver Rotating Field Nondestructive Inspection Probe.” *IEEE Transactions on Magnetics* 51.7 (2015): 1-6.
- [Yusa-02] N. Yusa, W. Cheng, Z. Chen, and K. Miya, “Generalized Neural Network Approach to Eddy Current Inversion for Real Cracks,” *NDT&E International* 35, pp. 609-614, 2002.
- [Zeller-78] C. Zeller, A. Denenstein, and G. M. T. Foley, “Contactless Technique for the Measurement of Electrical Resistivity in Anisotropic Materials”, *Rev. Sci. Instrum.* 50 (5), pp 602-607, May 1978.

**PUBLICATION &
COMMUNICATIONS
SCIENTIFIQUES**

LISTE DES TRAVAUX CONCERNANT LE SUJET DE LA THESE

Publication de revue internationale :

- **A. C. Lahrech**, B. Abdelhadi, M. Feliachi, A. Zaoui, M. Naïdjate, “Electrical Conductivity Identification of a Carbon Fiber Composite Material Plate Using a Rotating Magnetic Field and Multi-Coil Eddy Current Sensor,” *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* **83** (2) 20901 (2018), pp. 1-7.

Conférences internationales :

- **A. C. Lahrech**, B. Abdelhadi, M. Feliachi, A. Zaoui, M. Naïdjate, “ Identification du Tenseur de Conductivité Electrique d'une Plaque en MCFC par Utilisation d'un Capteur Multi-Bobine a Champ Magnétique Tournant” *9th European Conference on Numerical Methods in Electromagnetics, NUMELEC 2017, 15-17 Nov. 2017, pp. 1-2, Paris, France.*

Conférences nationales :

- **A. C. Lahrech**, B. Abdelhadi, M. Feliachi, A. Zaoui, “ Détection de Délaminage dans une Plaque en MCFC par Utilisation d'un Capteur Multi-Bobine à Champ Magnétique Tournant, ” *5^{ème} Colloque sur l'Inductique, CI 2017, 13-14 Décembre 2017, pp. 82-83, Oran, Algérie.*

**Titre : Contribution à l'Étude de l'E-CND par Courants de Foucault de
Matériaux Composites à Fibres de Carbone**

Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse constitue une contribution à l'étude de l'évaluation et contrôle non destructive par courants de Foucault de matériaux composites à fibres de carbone.

En premier lieu, nous avons proposé une nouvelle architecture de capteur à courant de Foucault multi-bobines qui utilise un champ magnétique tournant, excité par une source de courant sinusoïdale biphasé dans le but d'éliminer la rotation mécanique du capteur. Son avantage est d'inspecter, caractériser et effectué des essais sur des plaques en matériaux composites. En effet, l'angle électrique du champ tournant serait plus facile à contrôler que l'angle mécanique d'un capteur rotatif équivalent.

En second lieu, nous avons identifié le tenseur de conductivité électrique d'une plaque en matériau composite à fibre de carbone à l'aide d'un champ magnétique tournant et d'un capteur à courants de Foucault multi-bobines. Les orientations des fibres, les conductivités longitudinale et transversale dans chaque pli de plaque en matériau composite à fibre de carbone ont été directement déterminées en analysant la variation d'impédance de chaque bobine en fonction de sa position angulaire. Le processus d'inversion est basé sur l'utilisation de réseaux de neurones artificiels. Le calcul direct associé aux réseaux de neurones artificiels utilise la méthode des éléments finis 3D basée sur la formulation $A, V-A$.

En dernier lieu, nous avons pu réaliser le prototype d'un dispositif expérimental capable de faire l'identification des paramètres physiques des matériaux composites à fibres de carbone. En guise de validation, les résultats numériques sont comparés aux résultats pratiques de la variation d'impédance de chaque bobine d'un capteur multi-bobines sur une plaque en matériau composite à fibre de carbone. Les avantages associés à l'utilisation de ce capteur incluent une grande vitesse de caractérisation et une meilleure sensibilité, ce qui le rend très attrayant et fiable.

Mots clés : Matériaux Composites à Fibre de Carbone, Tenseur de Conductivité Electrique, E-CND, Capteur à Courant de Foucault Multi-Bobines, Champ Magnétique Tournant, Modélisation par Eléments Finis 3D, Modèles Direct et Inverse, Réseaux de Neurones Artificiels.

**Title: Contribution to the Study of Eddy Current NDT&E
of Carbon Fiber Composite Materials**

Abstract:

The work presented in this thesis constitutes a contribution to the study of the eddy current nondestructive testing and evaluation of carbon fiber composite materials.

Firstly, we proposed a new concept of multi-coil eddy current sensor that uses a rotating magnetic field, excited by two-phase sinusoidal current source in order to eliminate the mechanical rotation of the sensor. Its advantage is to inspect, characterize and perform planar test samples in composite materials. Indeed, the electrical angle of the rotating field would be easier to control than the mechanical angle of a rotating sensor.

Secondly, we identified the electrical conductivity tensor of a carbon fiber composite materials plate using a rotating magnetic field and multi-coil eddy current sensor. The fibers orientations, the longitudinal and transverse conductivities in each ply of carbon fiber composite material plate were directly determined by analyzing the impedance variation of each coil as function of its angular position. The inversion process is based on the use of artificial neural networks. The direct calculation associated with artificial neural networks makes use of 3D time-harmonic finite element method based on the $A, V-A$ formulation.

Finally, we were able to realize a prototype of an experimental device capable of identifying the physical parameters of carbon fiber composite materials. As validation, the numerical results are compared with the practical ones of the impedance variation of each coil of multi-coil eddy current sensor on a carbon fiber composite materials plate. The advantages of using this designed sensor include high characterization speed and sensitivity, which makes it very attractive and reliable.

Keywords: Carbon Fiber Composite Materials, Electrical Conductivity Tensor, Eddy Current Nondestructive Testing, Multi-Coil Eddy Current Sensor, Rotating Magnetic Field, Three-Dimensional Finite Element Modelling, Direct and Inverse Models, Artificial Neural Networks.

العنوان:

المساهمة في دراسة تقييم وفحص الغير المتلف بالتيارات الدوامة للمواد المركبة من ألياف الكربون

الملخص:

العمل المقدم في هذه الأطروحة هو مساهمة في دراسة تقييم وفحص الغير المتلف بواسطة التيارات الدوامة (تيارات فوكو) للمواد المركبة من ألياف الكربون.

في المقام الأول اقترحنا بنية جديدة للاقط تيارات فوكو متعدد الوشائع يستخدم حقلا مغناطيسيا دوارا يتغذى من مصدر تيار ثنائي الطور من أجل ازالة الدوران الميكانيكي للاقط. من مزاياه هو فحص وتوصيف وإجراء الاختبارات على صفائح المواد المركبة من ألياف الكربون، تصبح الزاوية الكهربائية للحقل المغناطيسي الدوار أسهل في التحكم من الزاوية الميكانيكية للاقط الدوار المكافئ.

في المقام الثاني حددنا موتر الناقلية الكهربائية لصفحة المواد المركبة من ألياف الكربون باستخدام مجال مغناطيسي دوار ولاقط تيارات فوكو متعدد الوشائع. تم تحديد اتجاهات الألياف والناقلية الكهربائية الطولية والعرضية في كل طبقة من صفحة المواد المركبة من ألياف الكربون مباشرة من خلال تحليل تغير الممانعة لكل وشيعة بدلالة موضعها الزاوي. يعتمد حل المشكلة العكسية على استخدام الشبكات العصبية الاصطناعية. يستخدم الحساب الرقمي المباشر المرتبط بالشبكات العصبية الاصطناعية طريقة العناصر المنتهية ثلاثية الأبعاد على أساس الصيغة $A-V, A$.

وفي المقام الأخير تمكنا من إنشاء النموذج الأولي لجهاز تجريبي قادر على تحديد الخصائص الفيزيائية للمواد المركبة من ألياف الكربون. كتحقق تجريبي، تتم مقارنة النتائج العددية مع النتائج التجريبية للتغير الممانعة في كل وشيعة من جهاز الاقط متعدد الوشائع على صفحة المواد المركبة من ألياف الكربون، تشمل مزايا استخدام هذا اللاقط في سرعة الوصف وحساسية عالية، مما يجعله موثوقا للغاية.

الكلمات المفتاحية: المواد المركبة من ألياف الكربون، موتر الناقلية الكهربائية، التقييم والفحص الغير المتلف بواسطة التيارات فوكو، لاقط تيارات فوكو متعدد الوشائع، الحقل المغناطيسي الدوار، النمذجة بواسطة العناصر المنتهية ثلاثية الأبعاد، النماذج المباشرة والعكسية، الشبكات العصبية الاصطناعية.