

**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU**



THESE DE DOCTORAT 3^{EME} CYCLE LMD

Filière : **Electrotechnique**

Spécialité : **Modélisation et conception des systèmes
électromagnétiques**

Présentée par :

SIDI AHMED Katia

**Modélisation semi-analytique de la caractérisation non destructive
par courant de Foucault des pièces industrielles**

Soutenue le 14/02/2023 devant le jury d'examen composé de :

Mr MAIDI	Ahmed	Professeur	Université de Tizi-Ouzou	Président
Mr MAOUCHE	Bachir	Professeur	Université de Bejaia	Rapporteur
Mr MOHELLEBI	Hassane	Professeur	Université de Tizi-Ouzou	Examineur
Mr MIMOUNE	Mohamed Souri	Professeur	Université de Biskra	Examineur
Mme OUDNI	Zehor	MCA	Université de Tizi-Ouzou	Examinatrice
Mme GABI	Yasmine	Dr. Eng	Fraunhofer Institue, IZFP Allemagne	Invitée

REMERCIEMENTS

Je remercie mon directeur de thèse Professeur Bachir MAOUCHE, de l'Université Abderahmane Mira de Bejaia pour son encadrement scientifique et ses conseils avisés sur un grand nombre de sujet. J'ai beaucoup appris de sa vision, toujours présente et prompte à me faire des retours sur mes différentes productions scientifique.

Je tiens à remercier Mme GABI Yasmine, Dr-ing. Senior scientist for electromagnetic NDT simulation de l'institut Fraunhofer IZFP en Allemagne, pour son implication dans le projet et pour m'avoir apporté tout ce qui est nécessaire à la réussite de mon travail de recherche. Je lui suis reconnaissante de m'avoir fait bénéficier de sa grande compétence, de sa rigueur intellectuelle, de son dynamisme, de son efficacité tout au long de ce travail, et de m'avoir encouragé à terminer ma thèse. Je n'oublierai jamais les soirées et les week-ends et même les vacances que vous avez sacrifiés pour m'aider lors des innombrables réunions. Nous avons travaillé dans des conditions difficiles et avons réussi grâce à votre détermination. Merci à Kevin pour ses encouragements à travers ses petits mots. Soyez assuré de mon attachement et de ma profonde gratitude.

Je tiens également à remercier le Professeur Mouloud FELIACHI, de l'institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique l'IREENA Saint-Nazaire, de m'avoir accueilli en stage au sein de l'institut et pour sa grande contribution scientifique. De nombreuses idées ont fleuri lors de nos discussions et de nombreux débats qui m'ont beaucoup apporté et ont aiguisé mon esprit scientifique.

J'exprime également ma gratitude aux membres du jury :

Mr MAIDI Ahmed, Professeur, Université de Tizi-Ouzou pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance. Mr MIMOUNE Mohamed Souri, professeur à l'université Mohamed KHIDER de Biskra. Je remercie Mr MOHELLEBI Hassane, professeur à l'université MOULOUDE Mammeri de Tizi-Ouzou. Mme MOHELLEBI Zehor épouse OUDNI, maître de conférences à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant d'être examinateurs. Je vous remercie pour votre participation scientifique ainsi que pour le temps que vous avez consacré à la lecture de mon manuscrit et à l'évaluation de mon travail.

Je voudrais remercier chaleureusement tout le personnel du laboratoire d'électrotechnique de Biskra, pour m'avoir accueilli et pour les différentes discussions scientifiques que nous avons eues et grâce auxquelles j'ai pu bénéficier de ses larges connaissances. Je remercie particulièrement Mme Meriem pour ses encouragements, son soutien indéfectible et ses précieux conseils.

Je tiens à remercier mes collègues, qui sont à la fois mes ami(e)s, Cylia, qui m'a beaucoup aidé en facilitant toutes mes démarches administratives et en m'évitant les déplacements. Merci pour ta présence et pour avoir eu la patience de répondre à mes innombrables questions. Merci à Mohamed Kessi et Hocine, qui ont été d'une grande aide, notamment au début de ma thèse. Un grand merci à M. Hamel Meziane pour ses précieux conseils et ses interventions scientifiques.

Je tiens également à remercier mes copines qui sont loin ; Kahina, Souad mais toujours présentes, Chahinez surtout, qui m'accompagne depuis 11 ans. Merci pour l'accueil chaleureux que vous m'aviez toujours réservé lors de mes stages en France. Merci pour vos bons plans et votre gentillesse.

Bien sûr, je ne peux conclure ces remerciements sans mentionner ma famille, qui m'a toujours soutenu de toutes les manières possibles, non seulement dans mes démarches universitaire mais aussi dans ma vie quotidienne. Mes frères Hani, Idir et sa femme et leur petite bicha Dana. Toute ma gratitude va à ma mère et à mon père. Mes mots ne seront jamais à la hauteur de l'amour et de l'affection que vous m'avez témoignée tout au long de mes études. Je tiens à vous exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance. Cette dédicace serait la meilleure façon pour moi de vous honorer et de vous montrer combien vous avez été merveilleux.

Et le meilleur reste à la fin, tous mes remerciements à mon mari bien aimé, sans qui cette thèse n'aurait jamais vu le jour, pour la rigueur et la qualité de son approche scientifique sur le terrain et devant la feuille. Pour son soutien, sa persévérance, son aide et ses encouragements inlassables, celui qui a amélioré mon quotidien pendant ces dernières années. Sans lui, je n'y serai probablement pas arrivée.

À la mémoire de ma grand-mère

Résumé

Titre : Modélisation par la méthode des potentiels magnétiques d'actionneurs linéaires directs utilisés dans les pompes à membranes

Résumé : Le travail présenté dans cette thèse est divisé en deux parties principales : La première partie traite de l'inspection de la profondeur de durcissement au laser via le module industriel 3MA- courant de Foucault en combinant la modélisation numérique et l'expérience. Le processus de traitement de durcissement entraîne une différence de microstructure entre la surface et la masse, (le matériau est décrit comme une multicouche : zone affectée (dure) et zone non affectée (magnétique couche cœur)) ce qui engendre diverses signatures dans les signaux de courant de Foucault. Les paramètres mesurés par courants de Foucault sont calculés par éléments finis. L'échantillon est sollicité à un faible niveau d'induction, dans le domaine de Rayleigh. L'approche de validation montre une bonne précision entre les signaux CND mesurés et simulés. En outre, la profondeur de la peau est évaluée avec précision. Il est également démontré que l'approche de validation complète prend en compte tous les éléments requis pour une validation afin de remplir un étalonnage virtuel. La deuxième partie met en évidence la robustesse de la méthode semi-analytique appelée 'Champs électromagnétiques couplés' MCEC. L'objectif est de caractériser par le module commercial 3MA-courants de Foucault l'acier et l'aluminium en faisant varier le lift-off et les fréquences. Dans ce but, un code MCEC est développé et adapté au module 3MA à courants de Foucault pour le calcul de la tension induite autour de la bobine réceptrice des courants de Foucault, en tenant compte de la profondeur de peau de l'échantillon. Les signaux issus de la simulation sont comparés aux données expérimentales et montrent une grande précision. En outre, la profondeur de pénétration de l'aluminium est déterminée en faisant varier le lift-off. Il a été souligné que le dispositif à courants de Foucault 3MA offre une plus grande sensibilité de détection, même avec des valeurs de lift-off plus importantes, jusqu'à 2mm.

Mots clés : Contrôle et Evaluation Non-Destructifs, Courants de Foucault, Capteur 3MA, Caractérisation magnétique, profondeur de durcissement, Modélisation éléments finis, Modélisation champs électromagnétiques couplés.

Abstract

Title: Magnetic potential modeling of direct linear actuators used in diaphragm pumps

Abstract: The work presented in this thesis is divided into two main parts: The first part deals with the inspection of the laser hardening depth via the industrial 3MA- eddy current module by combining numerical modeling and experiment. The hardening treatment process results in a difference in microstructure between the surface and the bulk, (the material is described as a multilayer: affected (hard layer) and unaffected (magnetic bulk layer)) which generates various signatures in the eddy current signals. The parameters measured by eddy currents are calculated by finite elements. The sample is stressed at a low induction level, in the Rayleigh domain. The validation approach shows good accuracy between the measured and simulated NDT signals. In addition, the skin depth is accurately evaluated. It is also shown that the complete validation approach takes into account all the elements required a validation to complete a virtual calibration. The second part highlights the robustness of the semi-analytical method called ‘Coupled Electromagnetic Field Method’. The objective is to characterize by the commercial 3MA-eddy current module steel and aluminum by varying the lift-off and frequencies. For this purpose, a CEFM code is developed and adapted to the 3MA eddy current module for the calculation of the voltage around the eddy current receiver coil, taking into account the skin depth of the sample. The signals from the simulation are compared to the experimental data and show high accuracy. In addition, the aluminum penetration depth is determined by varying the lift-off. It was pointed out that the 3MA eddy current device offers a higher detection sensitivity, even with larger lift-off values, up to 2 mm.

Keywords: Non-Destructive Testing and Evaluation, 3MA-EddyCurrent, Magnetic characterization, Hardening depth, Finite element modeling, coupled electromagnetic field modeling

TABLE DES MATIERES

Table des matières	1
Liste des figures	5
Liste des Tableaux	7
Introduction générale	8
I- Techniques de Contrôle Non Destructif.....	13
I.1- Introduction	13
I.2- Ressuage.....	14
I.3- Magnétoscopie	15
I.4- Méthodes des Ultrasons	15
I.5- Radiographie par rayons X.....	16
I.6- Méthode basée sur la mesure du bruit Barkhausen	17
I.7- Contrôle non destructif par courants de Foucault	18
I.7.1- Principe	19
I.7.2- Effet de peau	20
I.7.3- Plan d'impédance.....	21
I.7.4- Facteurs contribuant aux signaux des courants de Foucault.....	23
I.7.4.1- Conductivité électrique	24
I.7.4.2- Perméabilité magnétique	25
I.7.4.3- Géométrie	26
I.7.4.4- Lift-off.....	26
I.7.4.5- Fréquence	26
I.7.4.6- Signaux d'excitation.....	26
I.7.4.6.1- Signal mono-fréquentiel.....	26
I.7.4.6.2- Signal multi-fréquentiel.....	27
I.7.4.6.3- Signal pulsé	28
I.7.4.7- Différents types de capteurs	28
I.7.4.7.1- Capteurs à double fonction.....	29
I.7.4.7.2- Capteurs à fonction séparée.....	29
I.7.4.7.3- Capteurs différentiels	29
I.7.4.8- Mesures par courants de Foucault.....	30
I.7.4.8.1- Mesure d'épaisseur de matériaux	30
I.7.4.8.2- Mesure de diamètre de tube	30

I.7.4.8.3-	Mesure d'épaisseur du conducteur plan.....	30
I.7.4.8.4-	Mesure de revêtement isolant.....	30
I.7.4.8.5-	Mesure de revêtement conducteur.....	31
I.7.4.9-	Caractérisation des matériaux par courants de Foucault.....	31
I.7.4.9.1-	Texture	32
I.7.4.9.2-	Structure du grain	33
I.7.4.9.3-	Dureté	33
I.7.4.10-	Avantages et limites du CND par CF.....	34
I.8-	Conclusion.....	35
I.9-	References.....	36
II-	Caractérisation de matériaux magnétiques.....	40
II.1-	Introduction	40
II.2-	Matériaux Magnétiques.....	40
II.2.1-	Classification des matériaux selon leurs propriétés magnétiques.....	41
II.2.2-	Classification des matériaux selon leurs cycles d'hystérésis.....	42
II.2.2.1-	Matériaux magnétiques doux	42
II.2.2.2-	Matériaux magnétiques durs	43
II.3-	Circuits de mesure des caractéristiques des matériaux	44
II.3.1-	Banc d'essai Epstein	45
II.3.2-	Cadre à bande unique.....	46
II.3.3-	Tore.....	47
II.3.4-	Banc de mesures IZFP 3MA.....	48
II.3.4.1-	Analyse harmonique.....	50
II.3.4.2-	Méthode du bruit de Barkhausen	51
II.3.4.3-	Perméabilité incrémentale.....	51
II.3.4.4-	Méthode des courants de Foucault.....	52
II.4-	Propriétés Mécaniques	52
II.4.1-	Profil de dureté.....	53
II.4.1.1-	Micro dureté Vickers.....	54
II.4.1.2-	Macro dureté Rockwell	54
II.4.1.3-	Micro dureté Knoop	55
II.4.2-	Mesure de contrainte résiduelle	56
II.4.2.1-	Mesure de la contrainte résiduelle par CND	57
II.4.2.2-	Microstructure	58

II.5-	Conclusion.....	59
II.6-	Références	61
III-	Modélisation des dispositifs de CND par courants de Foucault	65
III.1-	Introduction	65
III.2-	Equations de base de l'électromagnétisme.....	65
III.2.1-	Equations de Maxwell.....	66
III.2.2-	Relations constitutives	66
III.2.3-	Conditions de passage.....	67
III.2.4-	Conditions aux limites	68
III.2.5-	Hypothèses simplificatrices	69
III.3-	Formulations électromagnétique 2D	69
III.3.1-	Modèle magnétodynamique.....	69
III.3.2-	Formulations utilisant le potentiel vecteur magnétique.....	69
III.3.3-	Méthodes de résolution	71
III.3.3.1-	Méthodes analytiques.....	71
III.3.3.2-	Méthodes numériques	73
III.3.3.2.1-	Méthode des éléments finis.....	74
III.3.3.2.2-	Résolution en 2D.....	74
III.3.3.2.3-	Logiciel de résolution (FLUX-2D).....	76
III.4-	Méthodes semi-analytiques	78
III.4.1-	Principe général	78
III.4.2-	Formulation intégrale des équations	80
III.4.3-	Système d'équations représentant la structure à caractériser	84
III.5-	Conclusion.....	87
III.6-	References	88
IV-	Applications et validations	91
IV.1-	Simulations numériques et étude expérimentale de la profondeur de durcissement au laser par la technique des courants de Foucault 3MA.....	91
IV.1.1-	Introduction.....	91
IV.1.2-	Caractérisation des matériaux	91
IV.1.2.1-	Préparation des échantillons.....	91
IV.1.2.2-	Caractérisation magnétique.....	93
IV.1.2.3-	Module du courant de Foucault 3MA	94
IV.1.2.4-	Modélisation et simulation par éléments finis.....	95

IV.1.2.5-Validation	97
IV.1.3- Conclusion	100
IV.2- Caractérisation des métaux par les circuits électriques couplés via le capteur des courants de Foucault 3MA.....	101
IV.2.1- Introduction.....	101
IV.2.2- Caractérisation de Matériaux	101
IV.2.2.1-Formulation électromagnétique.....	102
IV.2.2.2-Discretisation de la forme intégrale	103
IV.2.2.3-Validation	105
IV.2.2.3.1- Échantillon ferromagnétique	105
IV.2.2.3.2- Échantillon conducteur.....	106
IV.2.3- Conclusion	108
IV.3- Références	110
Conclusion générale.....	111

LISTE DES FIGURES

Figure I.1- Etapes de la méthode de ressuage	14
Figure I.2- Principe de la magnétoscopie	15
Figure I.3- Principe de détection de défaut par ultrasons	16
Figure I.4- Principe du contrôle par rayon X.....	17
Figure I.5- Expérience de Barkhausen	18
Figure I.6- Principe de CND par courants de Foucault	20
Figure I.7- Effet de peau électromagnétique	21
Figure I.8- Diagramme d'impédance normalisé.....	23
Figure I.9- Lieux de conductivité de divers métaux dans le plan d'impédance complexe à une fréquence d'inspection constante [22]	24
Figure I.10- Effet de la perméabilité des matériaux paramagnétiques sur l'impédance de la sonde.....	25
Figure I.11- Capteur à double fonction	29
Figure I.12- Capteur à fonctions séparées	29
Figure I.13- Illustration schématique (a) de microstructures sans texture et (b) de microstructures texturées dans des matériaux polycristallins.....	32
Figure II.1- Cycle d'hystérésis d'un matériau doux	43
Figure II.2- Cycle d'hystérésis d'un matériau dur.....	44
Figure II.3- Cadre d'Epstein.....	45
Figure II.4- Schéma électrique du principe de compensation du flux dans l'air.....	46
Figure II.5- Schéma de principe d'un cadre à bande unique	46
Figure II.6- Coupe dans un circuit torique	47
Figure II.7- Capteur 3MA et échantillon test	49
Figure II.8- Schéma bloc du système 3MA, 1-sonde à effet Hall, 2-module d'excitation et détection, 3-culasse, 4-bobine d'aimantation, 5- bobine de référence, 6-blindage, 7-échantillon	49
Figure II.9- Le signal d'analyse d'Harmonique [13].....	50
Figure II.10- Impédance de la bobine de détection dans le plan de Nyquist.....	52
Figure II.11- Mesure de dureté HV10	54
Figure II.12- Mesure de dureté HRC.....	55
Figure II.13- Indenteur Knoop.....	56

Figure III.1- Deux milieux homogènes séparés par une interface Σ	67
Figure III.2- Conditions aux limites	68
Figure III.3- Géométrie traitée dans les travaux de Dodd et al	72
Figure III.4- Enchaînement des programmes de Flux 2D	77
Figure III.5- Dispositifs d'étude	79
Figure III.6- Schéma équivalent du système étudié	80
Figure III.7- Configuration des spires élémentaires	81
Figure III.8- Représentation d'une spire élémentaire.....	83
Figure III.9- Système électromagnétique (source + charge)	85
Figure IV.1- a) Profil de dureté de la surface à la profondeur de l'échantillon -b) Représentation des couches de l'échantillon dans la modélisation.....	92
Figure IV.2- Cadre d'hystérésis	93
Figure IV.3- Courbes de premières aimantations.....	94
Figure IV.4- Perméabilité relative	94
Figure IV.5- Système 3MA-CND sous contrôle	95
Figure IV.6- Modèle étudié en axisymétrie.....	96
Figure IV.7- Valeurs normalisées de la tension dans le plan d'impédance	97
Figure IV.8- Valeur normalisée de la partie réelle de la tension détectée.....	98
Figure IV.9- Valeur normalisée de la partie imaginaire de la tension détectée.....	98
Figure IV.10- Valeur normalisée de la partie réelle de la tension détectée.....	99
Figure IV.11- Valeur normalisée de la partie imaginaire de la tension détectée.....	99
Figure IV.12- Modèle géométrique de 3MA-CF et de l'échantillon	102
Figure IV.13- Discrétisation du domaine d'étude.....	103
Figure IV.15- Valeurs normalisées de la tension dans le plan d'impédance, mesurées sur trois échantillons différents à diverses fréquences : 40kHz, 60kHz et 80kHz	106
Figure IV.16- Valeurs normalisées de la tension dans le plan d'impédance, mesurées dans le vide, par contact direct avec l'aluminium, et sous l'effet du soulèvement $e=1\text{mm}$	107
Figure IV.17- Valeurs normalisées de la tension dans le plan d'impédance, mesurées dans le vide, en contact avec l'aluminium, et sous l'effet du soulèvement $e=2\text{mm}$	108

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1- Susceptibilité magnétique des principaux types de matériaux	42
Tableau IV.1- Caractéristiques des pièces durcies	92
Tableau IV.2- Paramètres physiques et géométriques.....	97
Tableau IV.3- Caractéristiques de capteur CF.....	101

INTRODUCTION GENERALE

L'automatisation actuelle des processus industriels et l'innovation technologique présentent des dangers inhérents pour les biens, et les personnes doivent être sécurisées ; cela nécessite une parfaite connaissance et une vérification continue des caractéristiques des composants des installations industrielles tant au moment de leur élaboration qu'après leur mise en service. De telles opérations ne seraient rentables que si l'intégrité des éléments contrôlés était sauvegardée. En effet, il existe des techniques modernes dites de contrôle non destructif (CND) qui permettent la mise en œuvre des capteurs destinés à fournir des informations locales précises sur un paramètre particulier (distance, épaisseur, position et caractéristiques physiques des pièces à contrôler) qui sont combinées et évaluées avec des algorithmes robustes d'apprentissage automatique afin de réaliser des chaînes de valeur optimisées et autocontrôlées.

L'application des capteurs de contrôle non destructif permettant la surveillance continue des produits et des processus, en est une caractéristique essentielle. Dans le passé, des systèmes de CND ont été développés et mis en œuvre en ligne dans la production d'acier plat pour la caractérisation des matériaux et la surveillance des processus, tels que les ultrasons, le bruit de Barkhausen, l'analyse du champ magnétique tangentiel, les courants de Foucault multifréquence. En outre, il est également indiqué que la technique des courants de Foucault (CF) a été principalement utilisée dans le domaine du contrôle des pièces métalliques, cette technique est l'une des plus anciennes utilisées.

Le développement important des ordinateurs et les progrès de leurs capacités ont influencé les travaux de recherche liés aux essais par courants de Foucault. Le micro-ordinateur a énormément contribué au développement de la physique des courants de Foucault, qui offre la possibilité de résoudre les problèmes de caractérisation des matériaux, de localisation des défauts et autres recherches à l'échelle microscopique.

Les expériences réalisées au cours de notre étude ont montré de larges possibilités d'analyse par les courants de Foucault, de l'évolution des différentes caractéristiques métallurgiques prises séparément et représentatives de problèmes concrets couramment rencontrés dans le milieu industriel, basées sur leur contrôle en ligne au moyen d'un dispositif que nous avons adapté dans notre étude et qui s'appelle le 3MA "Micromagnetic Multiparameter Microstructure and stress Analysis", développé par une équipe allemande nommée IZFP à l'institut de recherche Fraunhofer en Allemagne. Ce dispositif utilise des techniques basées sur les propriétés magnétiques et conductrices pour sonder l'état de la surface des matériaux.

L'étude expérimentale réalisée dans ce travail consiste à vérifier d'abord la faisabilité de la technique 3MA-Courant de Foucault.

Dans ce contexte, la simulation informatique joue un rôle croissant dans la conception et la démonstration de la rentabilité des méthodes d'inspection, ainsi que dans l'enseignement, la formation et l'aide aux opérateurs. La simulation est un facteur crucial pour accroître la fiabilité d'une inspection, car elle permet de contrôler les paramètres utilisés pendant l'inspection. Toutefois, il est nécessaire d'améliorer non seulement la capacité des méthodes d'inspection à détecter les défauts, mais aussi à les caractériser, ce qui donne aux spécialistes les moyens d'évaluer leur nocivité. Des algorithmes allant des calculs analytiques, semi-analytiques aux calculs numériques ont été mis en œuvre pour faciliter notre travail.

Afin de définir un matériau, il est nécessaire de connaître sa composition chimique, sa constitution physico-chimique, son état métallurgique (recuit, durci,...) ainsi que d'autres paramètres (traitements de surface, produits chimiques,...). Un des objectifs de ce travail est de caractériser les structures de matériaux largement utilisés dans le domaine industriel. Le dispositif expérimental 3MA est utilisé pour récupérer les signaux. Nous avons également effectué d'autres tests, notamment la mesure de la dureté, afin de mieux expliquer les variations qui apparaissent dans l'analyse des signaux, et qui jouent un rôle crucial dans la détermination de l'influence de ces traitements sur la microstructure magnétique du matériau.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre de la caractérisation des matériaux avec différentes méthodes telles que la méthode des éléments finis et la méthode des champs électromagnétiques couplés. En effet, nous avons choisi l'utilisation de la méthode des éléments finis (flux 2D) dans le cas de la caractérisation des aciers trempés au laser en raison de la complexité de la microstructure et l'échantillon présente des propriétés multicouches (couche trempée et couche centrale). Ainsi, afin de caractériser les matériaux ferromagnétiques et conducteurs avec des géométries simples, nous avons choisi la méthode du champ électromagnétique couplé qui est un cas particulier de la méthode des grandeurs électromagnétiques couplées. Elle présente un temps de calcul relativement faible. En effet, il est important de disposer d'un outil de simulation puissant capable de reproduire les signatures du capteur et de comprendre son fonctionnement afin de corréliser les signatures obtenues par le capteur aux propriétés liées au processus de fabrication.

Cette thèse s'articule autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre donne un aperçu général des différentes techniques de contrôle non destructif. En particulier, la technique de contrôle non destructif par courants de Foucault, à savoir la chaîne de mesure et de contrôle, les paramètres et les conditions importantes requises par cette technique pour le contrôle non destructif. Il montre également l'influence et l'importance des paramètres physiques dans la caractérisation des matériaux et la reconnaissance des défauts.

Le deuxième chapitre est consacré à la caractérisation des matériaux. Il présente le principe de la caractérisation, les principaux dispositifs et circuits utilisés.

Dans le troisième chapitre, nous abordons la position d'un problème de CND par CF et les équations de Maxwell permettant d'obtenir l'évolution des champs électriques et magnétiques dans le domaine d'étude. Une structure mathématique regroupant l'ensemble des équations de Maxwell est établie. Deux méthodes importantes (éléments finis et champs électromagnétiques couplés) sont explicitement développées. Les modèles en éléments finis permettant de résoudre les problèmes de CF sont introduits sous le logiciel Flux 2D pour la caractérisation de l'acier qui représente une géométrie multi couche, et sous environnement Matlab pour la caractérisation des matériaux conducteurs et ferromagnétiques par la méthode des champs électromagnétiques couplés

Le dernier chapitre est composé de deux parties principales :

La première partie est dédiée à l'étude de la pièce durcie au laser par simulation numérique sous le logiciel Flux 2D et des résultats issus de l'expérimentation sont présentés. Dans ce but, le module industriel 3MA-courant de Foucault est appliqué afin d'évaluer la sensibilité de la tête de la sonde et de caractériser la profondeur de durcissement via l'impact du laser (PDL) dans la zone soumise à l'effet du laser. Le durcissement via l'impact du laser est un processus de traitement thermique appliqué aux surfaces de pièces mécaniques afin d'atteindre des propriétés mécaniques spécifiques nécessaires à la réalisation de tâches particulières.

La deuxième partie est dédiée à la caractérisation de matériaux conducteurs et ferromagnétiques par la méthode des champs électromagnétiques couplés. L'impact de la profondeur de peau a été discuté et pris en compte dans le calcul de l'impédance. Par la suite, un modèle complet a été développé sous environnement Matlab® a été appliqué au traitement de l'étude considérée en vue de sa validation.

Finalement, nous terminons notre manuscrit par une conclusion générale sur les résultats de notre étude.

I-	Techniques de Contrôle Non Destructif.....	13
I.1-	Introduction.....	13
I.2-	Ressuage.....	14
I.3-	Magnétoscopie.....	15
I.4-	Méthodes des Ultrasons.....	15
I.5-	Radiographie par rayons X.....	16
I.6-	Méthode basée sur la mesure du bruit Barkhausen.....	17
I.7-	Contrôle non destructif par courants de Foucault.....	18
I.7.1-	Principe.....	19
I.7.2-	Effet de peau.....	20
I.7.3-	Plan d'impédance.....	21
I.7.4-	Facteurs contribuant aux signaux des courants de Foucault.....	23
I.7.4.1-	Conductivité électrique.....	24
I.7.4.2-	Perméabilité magnétique.....	25
I.7.4.3-	Géométrie.....	26
I.7.4.4-	Lift-off.....	26
I.7.4.5-	Fréquence.....	26
I.7.4.6-	Signaux d'excitation.....	26
I.7.4.7-	Différents types de capteurs.....	28
I.7.4.8-	Mesures par courants de Foucault.....	30
I.7.4.9-	Caractérisation des matériaux par courants de Foucault.....	31
I.7.4.10-	Avantages et limites du CND par CF.....	34
I.8-	Conclusion.....	35
I.9-	References.....	36

I- Techniques de Contrôle Non Destructif

I.1- Introduction

La qualité est devenue l'élément essentiel de la compétitivité, rendant impératif pour les entreprises de se doter des meilleures structures, outils et comportements pour assurer leur pérennité dans l'environnement concurrentiel actuel. La norme ISO 9001 stipule que chaque organisme doit planifier et mettre en œuvre les processus de surveillance, de mesure, d'analyse et d'amélioration nécessaires pour démontrer la conformité du produit. Parmi les outils utilisés, les techniques de contrôle non destructif (CND) jouent un rôle majeur pour assurer cette conformité.

L'histoire des CND commence à la fin du 19^{ème} siècle, avec la physique moderne, mais c'est à partir de la seconde guerre mondiale que les techniques de CND prennent leur essor dans l'industrie, notamment dans la métallurgie. Vers les années 1960 et 1970, le développement des centrales nucléaires et de l'aéronautique a entraîné une forte accélération des progrès des CND, et différentes méthodes ont été développées afin de répondre aux contraintes dues à la nature du défaut recherché, à la pièce à contrôler (rivetée, soudée, stratifiée, de forme complexe, ...) et aux conditions dans lesquelles le contrôle doit être effectué (en fabrication, en service).

Diverses techniques de CND ont été développées pour rechercher des défauts dans différents types de structures et de matériaux. Cependant, ces techniques ne sont pas comparables, chacune étant appropriée pour l'inspection d'une certaine catégorie de matériaux et de certains types de défauts. Elles peuvent être classées en fonction de la nature des phénomènes physiques mis en jeu : méthodes optiques, électromagnétiques, mécaniques vibratoires, thermographiques...etc. Ces méthodes vont du simple examen visuel à des systèmes complexes, tels que la radiographie, en passant par des techniques hybrides combinant plusieurs méthodes (Ultrasons, Laser, Traducteur électromagnétique-acoustique (TMA), Photo-thermie, Magnéto-optique...) [1].

La plupart des besoins des unités de production et de maintenance industrielle en matière de CND sont satisfaits par des techniques classiques, telles que le ressuage, le contrôle magnétoscopique, les ultrasons, les courants de Foucault, la thermographie et la radiographie. Parallèlement à l'amélioration de ces techniques classiques, de nouvelles techniques telles que l'émission acoustique, le bruit de Barkhausen, les ultrasons laser sont progressivement introduits.

Le contrôle non destructif est un ensemble de méthodes qui permet de caractériser l'état d'intégrité d'une structure ou d'un matériau, sans altérer ses propriétés physiques.

Son utilisation ne se limite pas à la détection de fissures et de défauts et son application est étendue à la détermination des propriétés mécaniques et métallurgiques des matériaux de manière rapide et efficace. Dans cette section, nous présentons différentes techniques de CND. Les principales techniques de CND sont rappelées dans la première section de ce chapitre. Puis la technique de contrôle non destructif par courant de Foucault, qui fait l'objet d'application dans le cadre de cette thèse, est présentée plus en détail.

I.2- Ressuage

Cette méthode est exclusivement dédiée à la détection de défauts surfaciques (manque de matière, éraflure, . . .).

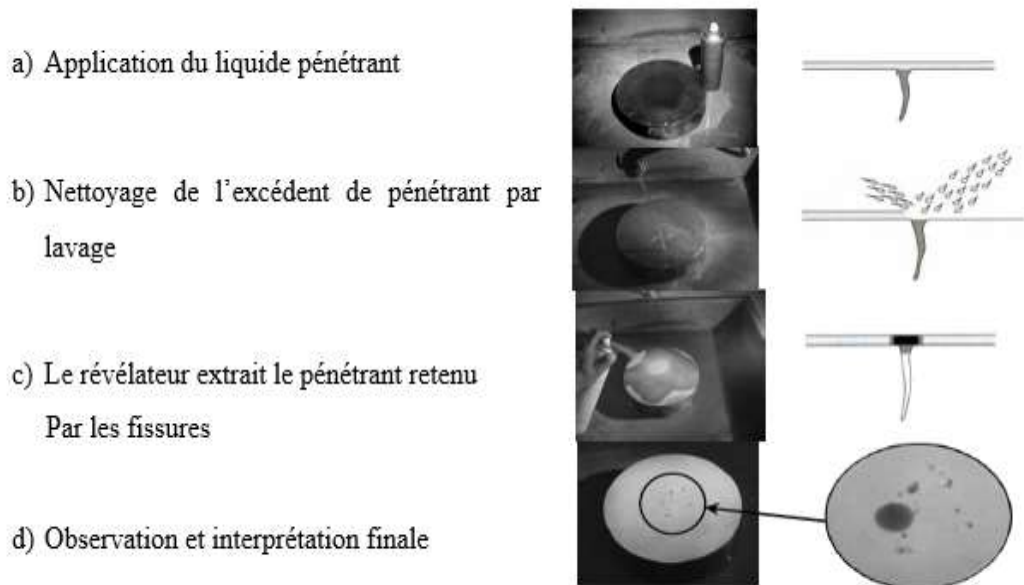


Figure I.1- Etapes de la méthode de ressuage

Elle reste très utilisée et consiste à appliquer à la surface à contrôler préalablement nettoyée et séchée, un liquide d'impression coloré ou fluorescent qui va pénétrer les ouvertures des défauts. Après le temps nécessaire à la pénétration du liquide d'impression, la pièce est lavée et séchée puis soumise à un révélateur du liquide. Un éclairage approprié (qui dépend du liquide utilisé) permet d'observer visuellement le défaut. Toutefois, cette technique ne révèle pas les défauts débouchant et ne donne pas la géométrie du défaut.

I.3- Magnétoscopie

Cette technique est particulièrement destinée aux pièces ferromagnétiques (fer, fonte...). Elle permet la détection de défauts de surface, ouverts en surface ou sous-jacents (très proches de la surface de la pièce). Le principe de cette technique est simple : il s'agit de créer un champ magnétique intense à l'intérieur de la pièce. Une poudre magnétique est alors répartie uniformément sur la surface de la pièce voir la figure I.2. Lorsqu'un défaut est présent sur sa trajectoire, le champ magnétique est dévié et son intensité augmente sur la surface. Le champ crée une fuite qui attire les particules de poudre magnétique, indiquant ainsi la présence d'un défaut.

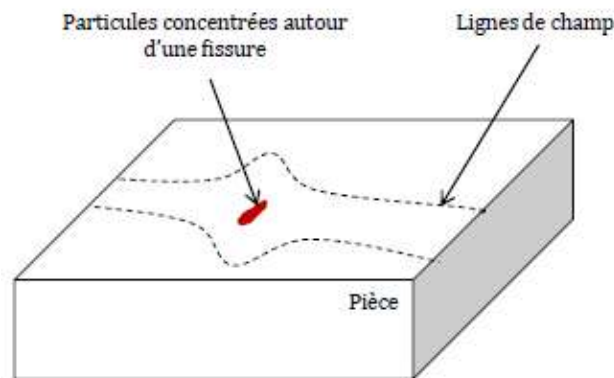


Figure I.2- Principe de la magnétoscopie

Cette technique est très efficace pour les petits défauts de surface et présente une très bonne sensibilité pour la détection des défauts plats. Néanmoins, elle ne permet pas la détection de défauts profonds et sa mise en œuvre nécessite souvent la démagnétisation des matériaux.

I.4- Méthodes des Ultrasons

Le contrôle ultrasonore est basé sur la propagation d'ondes ultrasonores (appelée ondes émettrices) de quelques microsecondes émises par un palpeur (appelé émetteur) placé sur la pièce contrôlée (figure I.3)

L'évaluation des défauts se fait par l'analyse des perturbations du signal (écho) provenant de la surface du défaut, capté par le palpeur. Les fréquences couramment utilisées, pour ce type de contrôle, vont de 20 kHz à plus de 10 MHz. Cette méthode nécessite une focalisation fine du faisceau d'ondes ultrasonores afin de concentrer l'énergie générée en une zone précise. Connaissant la vitesse de propagation des ultrasons dans le matériau et le temps aller-retour de

l'onde envoyée, on en déduit la distance parcourue par cette dernière et par suite la localisation d'un éventuel défaut.

Le contact entre le transducteur et la cible n'est jamais parfait ; il existe une couche d'air les séparant. La quasi-totalité de l'énergie émise par le transducteur à l'interface air-matériau ne pénètre pas à l'intérieur du matériau. En effet, l'air constitue un très mauvais milieu de propagation de l'onde émettrice. Ce problème peut être contourné en utilisant un couplant (eau, huile par exemple) entre le transducteur et le matériau. Il s'agit alors d'un contrôle en immersion pour des pièces qu'on ne peut pas immerger [2].

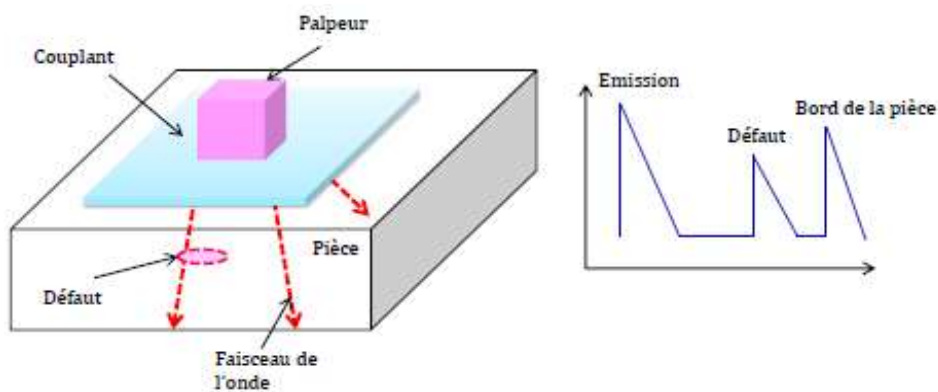


Figure I.3- Principe de détection de défaut par ultrasons

I.5- Radiographie par rayons X

La radiographie est une méthode couramment employée pour contrôler l'intérieur d'une pièce. Il s'agit de traverser la matière à examiner par un rayonnement électromagnétique de très courte longueur d'onde (rayons X) et de recueillir les modulations d'intensité du faisceau sous forme d'une image (voir Figure I.4). La matière soumise au test doit être préalablement traitée par un opacifiant aux rayons X. Ce type de contrôle permet de visualiser directement les fissures [3].

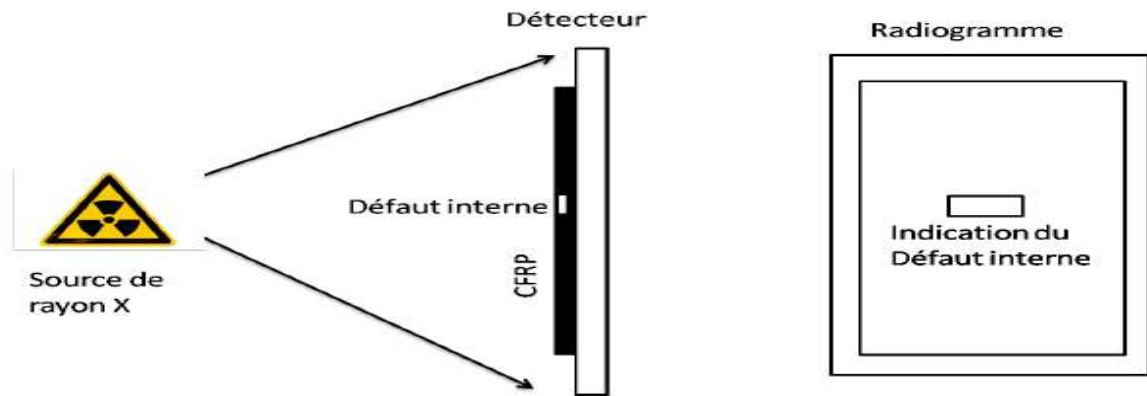


Figure I.4- Principe du contrôle par rayon X

La quasi-totalité des matériaux peut être examinée en radiographie et les épaisseurs contrôlées peuvent être importantes. En revanche, la méthode est coûteuse sur le plan du matériel et de la mise en œuvre. En outre, elle nécessite le respect de règles strictes de sécurité pour le contrôleur. La méthode est également influencée par l'orientation de la surface du défaut par rapport à la direction principale du rayonnement émis par la source.

I.6- Méthode basée sur la mesure du bruit Barkhausen

Il est bien connu qu'on doit à Barkhausen en 1919 la découverte que le processus d'aimantation d'un matériau ferromagnétique se produit par des sauts brusques. Ces discontinuités peuvent être observées comme des impulsions de tension électrique aux bornes d'un circuit d'induction relié à un haut-parleur via un amplificateur entourant l'échantillon ferromagnétique soumis à un champ magnétique extérieur alternatif (figure I.5) [4]. Un matériau ferromagnétique est composé de plusieurs régions magnétiques, assimilables à des barreaux aimantés, appelées "domaines". Lorsqu'on applique un champ alternatif à un tel matériau, celui-ci force les parois des domaines à se déplacer à chaque cycle, ce qui provoque un changement de magnétisation dans le matériau. Celui-ci induit une impulsion électrique dans un bobinage placé à proximité de la pièce. Barkhausen montra que l'évolution de la magnétisation dans le matériau n'est pas continue mais composée d'incrémentes faibles et abrupts. Le signal électrique récolté par la bobine (le capteur) présente alors un profil typique d'un signal de "bruit".

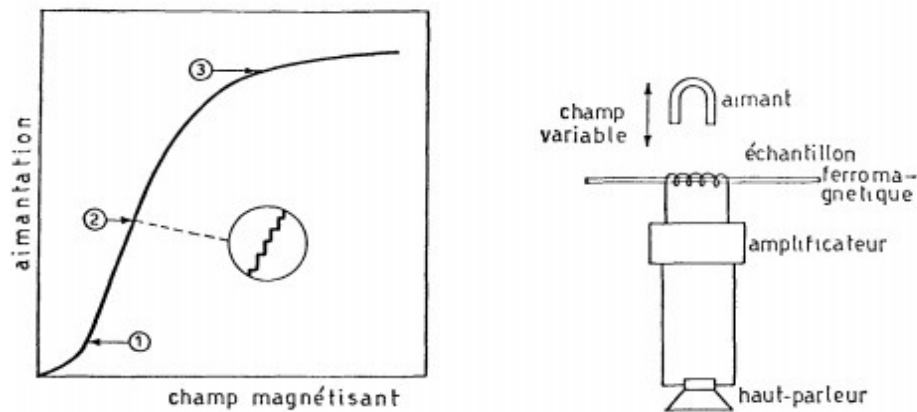


Figure I.5- Expérience de Barkhausen

I.7- Contrôle non destructif par courants de Foucault

La technique de contrôle par courants de Foucault devient de plus en plus attractive dans le contrôle de qualité et la caractérisation des propriétés physiques ou géométriques des matériaux électriquement conducteurs. En 1879, Hugues fut la première personne à utiliser la méthode de contrôle par les courants de Foucault [5]. Il a constaté des changements dans les propriétés de la bobine de détection lorsqu'elle est placée en contact avec des échantillons de différentes conductivités et perméabilités.

Les premières applications industrielles du contrôle par courants de Foucault apparurent aux Etats Unis et en Europe. Farrow fut ainsi l'un des pionniers des contrôles non destructifs puisque, dès 1930, il utilise les courants de Foucault pour inspecter des tubes soudés à une échelle industrielle [6].

En 1996 Restivo [7] a fourni la manière générale d'appliquer la théorie des courants de Foucault alors que Yusa et al. [8] ont appliqué cette théorie à la détection des défauts de surface ainsi que Zilberstein et al.[9] pour contrôler l'initiation et la croissance des fissures pendant l'essai de fatigue. Plus récemment, Uchimoto et al.[10, 11] ont essayé avec succès d'appliquer les courants de Foucault à l'étude de la proportion de perlite dans une fonte grise. Pour l'acier cémenté, Stevens et al.[12] ont confirmé, en utilisant le TEM (transmission electronmicroscopy) à force magnétique, que cette méthode est capable de déterminer l'état de la microstructure. En outre, Moorthy et al.[13] ainsi que Zergoug et al. [14] ont proposé de relier les modifications de la micro-dureté mécanique induites par la cémentation aux variations des propriétés magnétiques. Ces derniers résultats ont motivé Mercier et al. [15] à appliquer la

méthodologie des courants de Foucault à l'étude des aciers décarburés. La plage d'épaisseur d'échantillon pouvant être explorée par la technique des courants de Foucault peut varier de l'échelle micrométrique à l'échelle millimétrique.

Pour résumer cette technique est souvent utilisée pour deux types d'applications :

- La première consiste à détecter les défauts et inspecter l'état des échantillons. En fonction de la fréquence utilisée, les courants de Foucault pénètrent une zone superficielle de profondeur ajustable, ce qui permet de discriminer les défauts superficiels.
- Une autre application importante des courants de Foucault consiste à mesurer les propriétés géométriques ou physiques des échantillons comme : la conductivité électrique [16], la perméabilité magnétique [17] ainsi que les épaisseurs des différentes couches de l'échantillon.

I.7.1- Principe

On appelle courants de Foucault (CF) ou courants induits les courants électriques créés dans un objet conducteur, soit par la variation au cours du temps d'un champ magnétique dans lequel est plongé l'objet, soit par déplacement de cet objet dans un champ magnétique constant [18]. Ce phénomène a été découvert par le physicien français Léon Foucault en 1851.

Pour appliquer la technique de CND par CF, on applique à l'échantillon un champ magnétique à haute fréquence à l'aide d'une bobine d'excitation parcourue par un courant alternatif. L'échantillon s'oppose aux variations du flux magnétique qui le traverse (loi de Lenz) en générant des boucles de courants dits courants de Foucault. Ces courants créent un champ magnétique d'excitation qui se superpose au champ généré par la bobine, déterminant finalement le flux qui traverse l'échantillon. Une partie de ce flux traverse la bobine d'excitation, de sorte que son impédance soit directement impactée par les propriétés du matériau. On peut également capter le flux à l'aide d'une bobine de détection séparée. La présence d'un défaut dans la pièce constitue une inhomogénéité qui se traduit par un changement localisé de perméabilité ou de conductivité électrique. Cela impacte la circulation des courants de Foucault et donc l'impédance de la bobine (Figure 1.6).

Suivant ces caractéristiques et les fréquences utilisées, les variations des champs créées par ces courants permettent d'examiner le matériau en surface ou en profondeur.

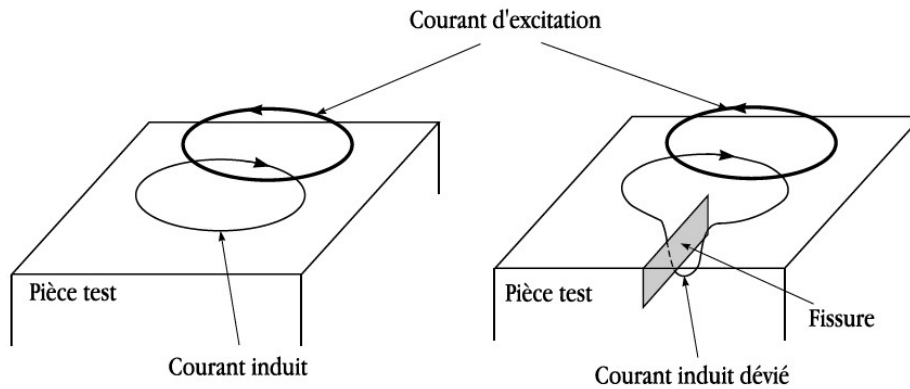


Figure I.6- Principe de CND par courants de Foucault

I.7.2- Effet de peau

Les courants de Foucault se développent principalement sur la surface de la pièce à contrôler. Leur densité décroît rapidement à l'intérieur de la cible (effet de peau). Ce phénomène d'origine électromagnétique apparaît dans tous les matériaux conducteurs parcourus par un courant électrique alternatif ou soumis à un champ électromagnétique variable dans le temps. Dans le cas du contrôle non destructif, les courants induits dans la pièce commencent à décroître d'une manière exponentielle à partir de la surface. La grandeur caractéristique de ce phénomène est la profondeur de pénétration donnée par :

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

Avec :

f : La fréquence d'alimentation en hertz [Hz].

μ_r : Permutabilité magnétique relative du matériau.

μ_0 : Permutabilité magnétique du vide en [H/m].

σ : La conductivité électrique en [S/m].

La profondeur de pénétration est donc inversement proportionnelle à la fréquence du champ et aux propriétés physiques du matériau. Si on considère une cible plane semi infinie excitée par un champ magnétique extérieur et parallèle au plan de la cible, le module de la densité de courant est régi par la relation suivante :

$$J(z) = J_0 e^{-z/\delta} \quad (I.2)$$

z : La profondeur considérée à l'intérieur de la cible en mètre [m].

$J(z)$: Le module de la densité de courant en fonction de la profondeur en [A/m²].

J_0 : La densité de courant à la surface en [A/m²].

δ : Profondeur de pénétration ou épaisseur de peau [m].

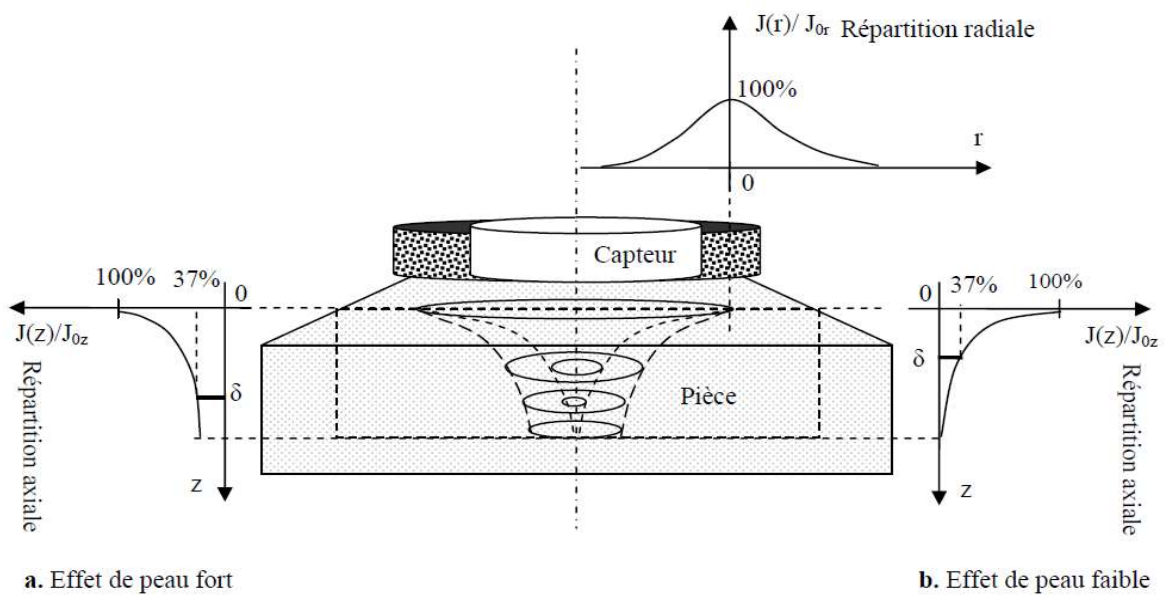


Figure I.7- Effet de peau électromagnétique

I.7.3- Plan d'impédance

Dans le cas général, un palpeur (bobine) inductif est donc caractérisé par deux grandeurs : la composante résistive R qui englobe les pertes par courants de Foucault dues à la pénétration du champ dans la cible et les pertes internes du bobinage d'excitation, et le terme inductif X qui représente la réactance du bobinage d'excitation liée à la topologie des lignes de champ magnétique émises par le palpeur. Sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance Z en [Ω].

$$Z = R + jX \quad (I.3)$$

Et pour ne conserver dans l'expression de l'impédance que les variations dues à la présence de la cible, on introduit la notion d'impédance normalisée Z_n qui se déduit de Z à l'aide de l'expression

$$Z_n = R_n + jX_n = \frac{Z - R_0}{X_0} \quad (I.4)$$

Où :

$$Z_0 = R_0 + jX_0 \quad (I.5)$$

Z_0 est l'impédance à vide de palpeur [18][19], et $X_0 = 2\pi f L_0$ est proportionnelle à la fréquence et au coefficient d'induction L_0 .

Lorsque la fréquence augmente, les courants de Foucault circulent de plus en plus sur la surface [20, 21].

En procédant à cette normalisation, la mesure devient indépendante des caractéristiques propres de la bobine excitatrice (nombre de spires, pertes à vide). Elle dépend uniquement de la fréquence d'excitation f , de la géométrie du palpeur, de la distance palpeur/cible (*lift-off*) et des paramètres de la cible, à savoir sa géométrie, sa conductivité électrique σ et sa perméabilité magnétique. L'étude des variations de Z_n s'effectue dans le plan d'impédance normalisée en traçant X_n en fonction de R_n .

Qu'ils soient théoriques ou expérimentaux, les travaux d'analyse d'impédance se traduisent par un type de graphique de plus en plus répandu dit graphique d'impédance normalisée.

Pour un palpeur donné, toute variation de l'un de ces paramètres induit un déplacement du point représentatif de Z_n dans le plan d'impédance normalisée. La figure I.8 illustre l'allure des trajectoires que décrit le point d'impédance du palpeur pour des variations de conductivité électrique, de perméabilité magnétique ou de distance de mesure

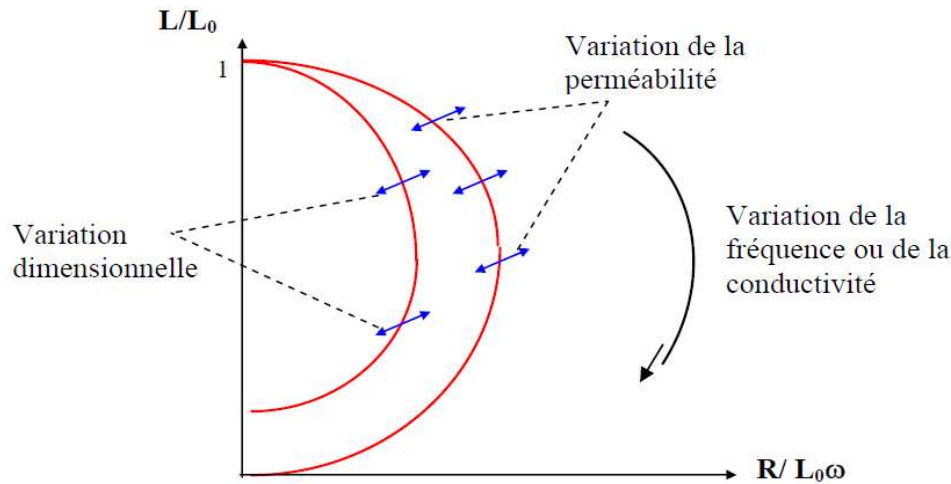


Figure I.8- Diagramme d'impédance normalisé

I.7.4- Facteurs contribuant aux signaux des courants de Foucault

L'examen par courants de Foucault est une technique très sensible à la composition chimique, à la microstructure et aux propriétés mécaniques, ce qui le rend adapté à la caractérisation des matériaux. En effet, toute modification des paramètres électromagnétiques des matériaux telles que :

- la fréquence à laquelle les signaux des courants de Foucault sont mesurés
- la conductivité électrique et la perméabilité magnétique des objets testés d'un matériau, qui dépendent en grande partie de la microstructure, par exemple la structure des grains, la présence d'une seconde phase, l'écroutissage, le traitement thermique, etc.
- les changements de contact de la sonde à courants de Foucault avec la surface (décollement) ou le facteur de remplissage de la sonde (couplage électromagnétique dans le cas de tiges, de tubes, de surfaces irrégulières)
- la présence de défauts de surface, tels que des fissures, et de défauts souterrains, tels que des vides et des inclusions non métalliques
- les modifications dimensionnelles, par exemple les parenthèses, qui peuvent se trouver sous la surface à examiner
- la présence de discontinuités telles que des arêtes. Ces effets peuvent être divisés en deux grandes catégories, à savoir ceux qui sont inhérents au matériau lui-même (c'est-à-dire la conductivité du matériau, sa microstructure, etc.) et ceux qui sont inhérents à la qualité de la mesure (par exemple, la température de bruit de décollement de l'échantillon lors de la mesure, etc.)

I.7.4.1- Conductivité électrique

La conductivité d'un matériau a un effet direct sur la densité des courants de Foucault : plus la conductivité d'un matériau est grande, plus la densité des courants de Foucault près de la surface est importante. La figure I.9 illustre schématiquement les lieux de conductivité de divers métaux dans le plan d'impédance complexe à une fréquence de contrôle constante. L'augmentation de la conductivité correspond à un mouvement dans le sens des aiguilles d'une montre le long de la courbe de la conductivité, c'est-à-dire que parmi les métaux sélectionnés, le Ti-6Al-4V et le cuivre pur présentent respectivement les valeurs de conductivité les plus faibles et les plus élevées. Bien entendu, la conductivité électrique du matériau est une fonction très sensible de son contenu en alliage et de l'état de sa microstructure qui dépend de son traitement thermomécanique pendant la fabrication ainsi que des modifications subtiles ultérieures liées à l'environnement et à l'entretien.

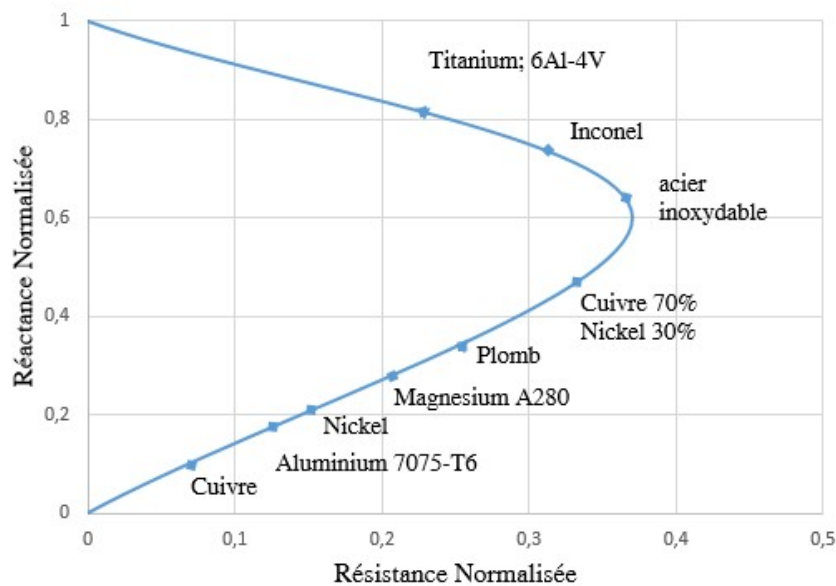


Figure I.9- Lieux de conductivité de divers métaux dans le plan d'impédance complexe à une fréquence d'inspection constante [22]

La grande sensibilité de la conductivité électrique à tant de variables d'état microstructural se traduit par une sensibilité élevée et une faible sélectivité pour tout changement de matériau donné, ce qui rend les mesures de conductivité absolue plutôt inutiles pour la caractérisation non destructive des matériaux.

I.7.4.2- Perméabilité magnétique

La perméabilité magnétique du matériau a une influence significative sur la réponse aux courants de Foucault. Il n'est pas rare que la perméabilité varie fortement à l'intérieur d'une pièce métallique dure en raison de contraintes localisées, d'effets de chauffage, ... etc. L'inconvénient du contrôle des matériaux ferromagnétiques est que les changements de perméabilité ont généralement un effet plus important sur la réponse aux courants de Foucault que les variations de conductivité. La détection des fissures devient difficile lorsque la perméabilité change de façon aléatoire. Pour tenir compte de l'hétérogénéité (telle que la fissure, la non-uniformité de la microstructure) existant dans le matériau en raison du processus de fabrication, un échantillon de référence est couramment utilisé, qui est obtenu à partir du même processus de fabrication en même temps que l'échantillon d'essai [23].

La figure I.11 illustre schématiquement comment l'augmentation de la perméabilité dans les matériaux paramagnétiques affecte l'impédance complexe de la bobine de la sonde. L'augmentation de la perméabilité magnétique (susceptibilité) augmente la réactance de la bobine de la sonde et, à un degré bien moindre, sa résistance. Si elle n'est pas corrigée, la susceptibilité magnétique excessive se traduit par une diminution de la conductivité apparente du matériau par courants de Foucault [22].

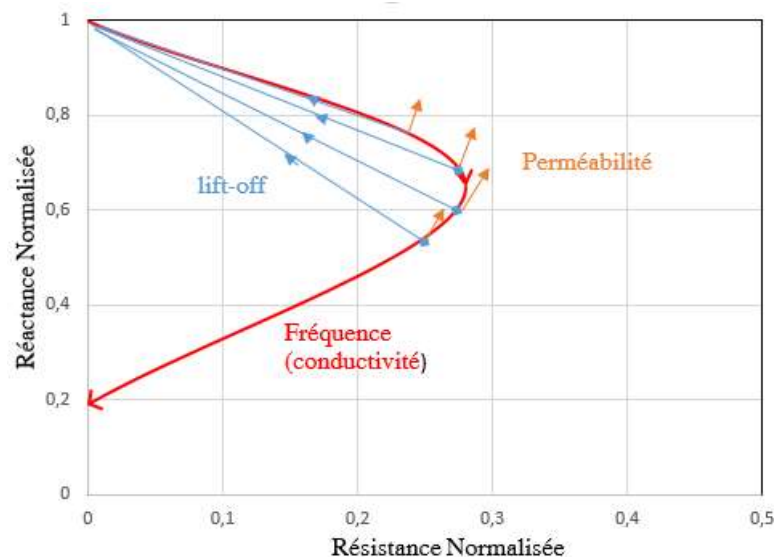


Figure I.10- Effet de la perméabilité des matériaux paramagnétiques sur l'impédance de la sonde

I.7.4.3- Géométrie

Dans une pièce réelle, telle qu'une pièce non plate ou de taille infinie, des caractéristiques géométriques telles que la courbure, les bords, les rainures, etc. existent et affectent la réponse des courants de Foucault. Les techniques d'essai doivent en tenir compte. Par exemple, lors d'un test de fissures sur un bord, la sonde sera normalement déplacée parallèlement au bord afin que les petits changements soient facilement visibles. Lorsque l'épaisseur du matériau est inférieure à la profondeur de pénétration effective, la réponse des courants de Foucault est également affectée.

I.7.4.4- Lift-off

Le soulèvement est une variation de la distance entre la sonde d'inspection (bobine) et l'échantillon. Les variations du soulèvement peuvent être causées par des épaisseurs de revêtement variables, des surfaces d'échantillon irrégulières ou les mouvements de l'opérateur. Plus une sonde (bobine) est proche de la surface, plus l'effet sur cette bobine est important. Cela a deux effets principaux :

- Le signal de "décollage" lorsque la sonde est déplacée sur et hors de la surface.
- Une réduction de la sensibilité lorsque l'espacement bobine / produit augmente.

I.7.4.5- Fréquence

La pénétration des courants de Foucault dépend de la fréquence [8]. Pour une pénétration élevée, il faut choisir des fréquences basses. Plusieurs paramètres interviennent à la fois, la conductivité est indépendante de la variation du diamètre et la variation de l'impédance est en fonction de la conductivité et du diamètre. Un choix judicieux de la fréquence permettra de séparer ces deux dernières caractéristiques.

I.7.4.6- Signaux d'excitation

I.7.4.6.1- Signal mono-fréquentiel

Les courants de Foucault sont obtenus par un courant émetteur sinusoïdal de fréquence donnée. Pour les matériaux à caractéristiques linéaires, tous les signaux sont également sinusoïdaux.

Dans le cas d'une bobine unique, à la fois émettrice et réceptrice, le contrôle se fait généralement en mesurant son impédance. Il est possible d'évaluer les résultats en utilisant un

plan d'impédance normalisé. Pour cela, on utilise les grandeurs X_0 (réactance de la bobine dans l'air), X (réactance de la bobine en présence du matériau), R_0 (résistance du fil d'enroulement de la bobine à vide) et R (résistance de la bobine en présence du matériau).

- La résistance normalisée : $R_n = \frac{R-R_0}{X_0}$
- La réactance normalisée : $X_n = \frac{X}{X_0}$

On trace alors l'évolution de la réactance normalisée en fonction de la résistance normalisée [24]. Un changement de caractéristique physique de la pièce contrôlée fait varier le point de fonctionnement suivant une trajectoire que l'on appelle signature.

I.7.4.6.2- Signal multi-fréquentiel

Les techniques multifréquences sont largement utilisées dans les contrôles non destructifs par courants de Foucault.

Les essais multifréquences fonctionnent à deux fréquences d'essai ou plus. Les techniques multifréquences étendent les capacités des essais à fréquence unique et font gagner du temps puisqu'elles permettent des essais simultanés.

Le processus multifréquence utilise un signal composite et soustrait le signal indésirable. Les sources de bruit qui peuvent être minimisées sont le soulèvement de la sonde, les variations de température et les modifications géométriques du matériau [25].

Les techniques multi fréquences sont généralement réalisées en combinant les résultats obtenus à différentes fréquences dans le domaine spatial. Par exemple, les auteurs Liu et al. ont proposé une méthode de fusion pyramidale pour intégrer le domaine spatial bidimensionnel avec une injection multi fréquence [25]. Un critère de rapport signal/bruit a été adopté pour évaluer les résultats de la fusion, ce qui a démontré le potentiel d'amélioration du signal par la stratégie de fusion.

L'excitation multi-fréquentielle peut être réalisée soit :

- En séquence : fréquence par fréquence en utilisant un dispositif de mesure classique (mono-fréquence). L'inconvénient de cette méthode réside dans le temps important d'acquisition qui ralentit la mesure.
- Simultanément : les fréquences sont générées collectivement. Cette méthode nécessite un dispositif de mesure compliqué et coûteux. En pratique, le nombre de fréquences dépasse rarement quatre du fait de la complexité des appareils multifréquences.

I.7.4.6.3- Signal pulsé

Les équipements conventionnels à courants de Foucault utilisent une seule excitation sinusoïdale. Ces systèmes sont fortement limités par la profondeur de pénétration des courants de Foucault. Par conséquent, les systèmes conventionnels sont utiles pour détecter les fissures de surface et proches de la surface jusqu'à une profondeur de quelques millimètres sous la surface [26]. Une solution pour augmenter les tests sous la surface est de réduire la fréquence opérationnelle afin d'augmenter la profondeur de peau standard. Cependant, dans de nombreux cas, le rapport signal/bruit est réduit car la loi de tension de Faraday indique que la tension induite dans les capteurs à bobine est proportionnelle au taux de changement du champ magnétique. Contrairement aux instruments à courant de Foucault classiques, les instruments à impulsions génèrent des formes d'onde carrées, triangulaires ou en dents de scie [27].

Ces formes d'onde ont un large spectre de fréquences ; par conséquent, les techniques de contrôle par courants de Foucault pulsés fournissent plus d'informations qu'un contrôle par courant de Foucault mono-fréquence ou multi-fréquentiel qui peuvent être utilisées pour la détection et la caractérisation de la corrosion et des fissures cachées. Les données à différentes fréquences peuvent être corrélées pour obtenir la profondeur du défaut.

Les instruments à courants de Foucault pulsés sont classiquement mis en œuvre avec une bobine à double fonction ou deux bobines séparées formées par une bobine émettrice et une bobine réceptrice.

Les systèmes à courants de Foucault pulsés rivalisent avec les essais mono-fréquence ou multifréquence, car l'avantage d'un système transitoire est que la réponse contient autant d'informations qu'un spectre entier d'excitations dans le domaine des fréquences.

I.7.4.7- Différents types de capteurs

Les capteurs à courants de Foucault présentent des avantages par rapport aux autres capteurs d'inspection tels que les capteurs capacitifs ou optiques. Ils sont insensibles à la saleté, à la poussière, à l'humidité, à l'huile et peuvent être utilisés dans une large gamme de températures.

L'excitation est assurée en pratique par une bobine alimentée par une tension ou un courant variable. Les bobines sont généralement de forme circulaire. En principe, tous les capteurs ont deux fonctions : L'alimentation et la fonction de mesure. Si ces dernières sont assurées par un seul bobinage, on parle de capteur à double fonction, sinon il s'agit d'un capteur à fonctions séparées.

I.7.4.7.1- Capteurs à double fonction

Dans ces dispositifs, les fonctions d'excitation et de réception sont assurées par les mêmes enroulements. L'opération se fait à partir de la mesure de l'impédance équivalente de la bobine. 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 partie inspectée.

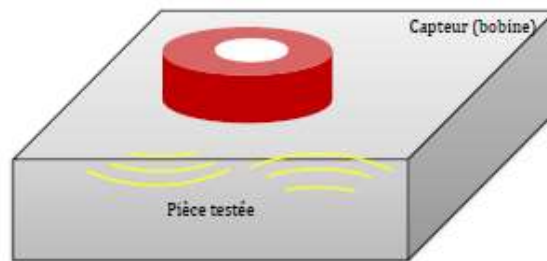


Figure I.11- Capteur à double fonction

I.7.4.7.2- 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 différence de potentiel induite. Cependant, il est possible d'utiliser des composants qui mesurent directement l'induction magnétique comme les magnétorésistances ou les sondes à effet Hall. La mesure effectuée avec ce type d'appareil est une mesure ponctuelle d'une des composantes de l'induction.

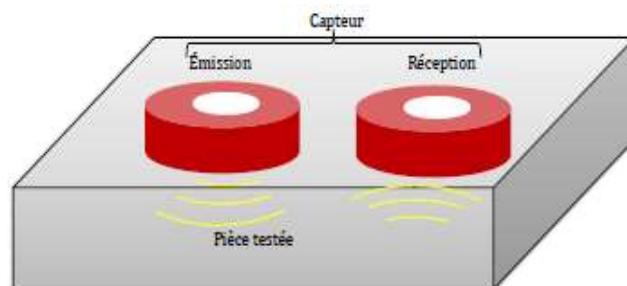


Figure I.12- Capteur à fonctions séparées

I.7.4.7.3- Capteurs différentiels

Ce mode de mesure n'est sensible qu'aux variations locales de l'objet à inspecter. Il permet de détecter les changements dus à des discontinuités lors du déplacement du capteur le long du

produit examiné en s'affranchissant des perturbations lentes telles que la variation du soulèvement (lift-off), la conductivité... Généralement, le récepteur est constitué d'au moins deux éléments voisins. Cette approche revient à faire la différence des mesures effectuées conjointement sur les deux éléments. Le signal fourni par un capteur différentiel est idéalement nul lorsque la pièce est saine.

I.7.4.8- Mesures par courants de Foucault

I.7.4.8.1- Mesure d'épaisseur de matériaux

Les épaisseurs suivantes peuvent être mesurées par les méthodes de contrôle non destructif par courants de Foucault [28]

- Section transversale d'un tube cylindrique.
- Epaisseur de fine feuille de métal, revêtement conducteur sur un substrat conducteur ou isolant.

I.7.4.8.2- Mesure de diamètre de tube

Le diamètre d'un tube cylindrique peut être mesuré par une bobine encerclante ou une sonde axiale interne.

La relation entre la variation d'impédance et le diamètre de la bobine est approximativement constante à basse fréquence. La mesure du diamètre à des fréquences élevées offre deux avantages :

- réduire la contribution de la conductivité,
- augmenter la sensibilité.

I.7.4.8.3- Mesure d'épaisseur du conducteur plan

L'application importante de la mesure d'épaisseur est la détection d'éventuelle corrosion. La mesure d'épaisseur du conducteur plan sur un substrat non-conducteur est réalisée par des palpeurs de surfaces mais malheureusement l'effet de la conductivité du matériau ne peut pas être négligé du fait que la sensibilité de celui-ci est plus élevée en basse fréquence que celle de la variation d'épaisseur.

I.7.4.8.4- Mesure de revêtement isolant

La mesure de faible épaisseur d'un revêtement isolant sur un matériau conducteur telle que la peinture ou la porcelaine plastic, se base sur l'effet d'éloignement de la sonde appelé aussi Lift off.

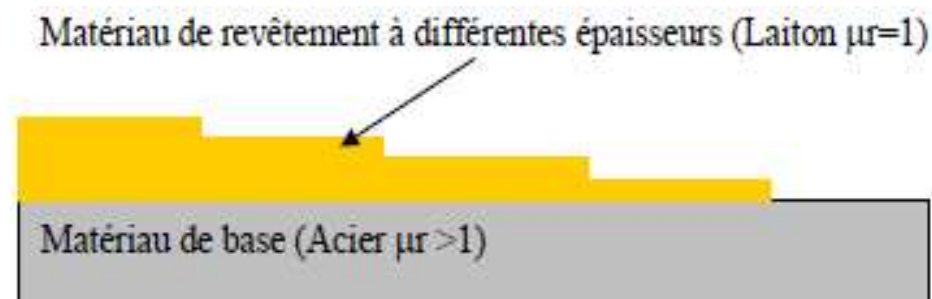
Pour négliger l'influence de la conductivité électrique, la mesure doit se faire à des fréquences élevées. L'épaisseur de l'ordre du micron peut être mesurée avec une bonne précision. Pour une fréquence donnée, la profondeur de pénétration des courants de Foucault est déterminée. L'influence du support sous-jacent en acier ne sera ressentie que pour une épaisseur inférieure à la profondeur standard convenablement étalonnée, cela permettra la mesure de faibles épaisseurs.

I.7.4.8.5- Mesure de revêtement conducteur

Il est possible de mesurer l'épaisseur de fine couche de métal sur un substrat conducteur où les conductivités sont différentes. La pénétration des courants de Foucault est totale.

Dodd et Deeds [20] ont développé une analyse d'impédance pour deux conducteurs plans en contact. La méthode a été utilisée avec succès pour mesurer l'épaisseur d'un revêtement conducteur protecteur très fin sur un matériau ferromagnétique. L'utilisation d'une sonde de petit diamètre augmente la sensibilité de la mesure de l'épaisseur d'un revêtement mince.

Pour un revêtement plus conducteur que le métal de base, l'utilisation d'une sonde de petit diamètre et d'une fréquence plus élevée est recommandée afin de concentrer le maximum des courants induits dans le matériau de revêtement.



I.7.4.9- Caractérisation des matériaux par courants de Foucault

Bien que la caractérisation quantitative des matériaux par courants de Foucault soit beaucoup moins développée que son homologue par ultrasons, il s'agit certainement d'un domaine en pleine évolution offrant d'excellentes possibilités. Dans le bref résumé qui suit, seules quelques applications typiques seront abordées pour illustrer ce potentiel. Ces exemples particuliers comprendront la caractérisation de la texture cristallographique, la taille des grains, la dureté et l'évaluation des contraintes résiduelles.

I.7.4.9.1- Texture

En général, le terme texture est utilisé dans la caractérisation des matériaux pour décrire la direction dominante, c'est-à-dire l'anisotropie des propriétés des matériaux. La figure I.13 illustre les microstructures (a) de matériaux polycristallins sans texture et (b) de matériaux polycristallins texturés. Le matériau sans texture, par exemple coulé ou recuit, est constitué de grains orientés de manière aléatoire. En revanche, le matériau texturé, par exemple forgé, laminé, pressé ou étiré, est constitué de grains allongés dans une direction commune déterminée par l'effet thermomécanique (déformation plastique, gradient de température, etc.) qui a provoqué la texture. En plus de cette texture dite morphologique, les grains cristallisent souvent dans une direction préférentielle de sorte que leurs propriétés anisotropes individuelles ne s'équilibrent pas complètement à l'échelle macroscopique, ce que l'on appelle la texture cristallographique.

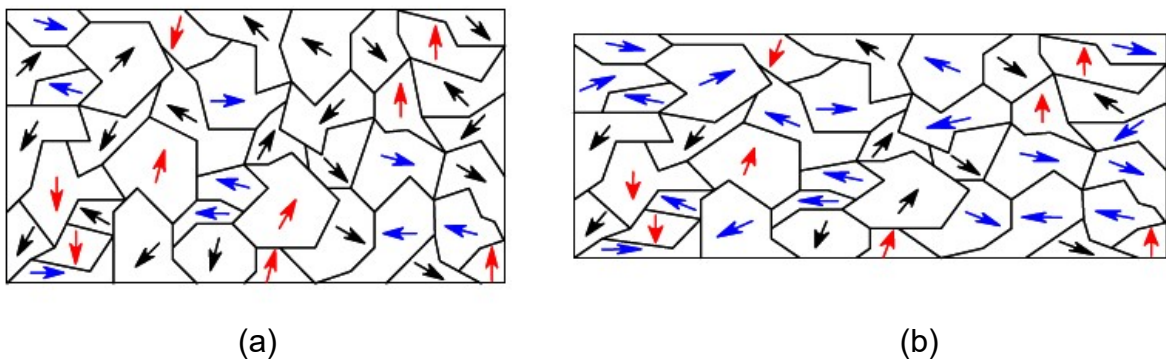


Figure I.13- Illustration schématique (a) de microstructures sans texture et (b) de microstructures texturées dans des matériaux polycristallins.

Neighbor a été le premier à appliquer la méthode des courants de Foucault à des matériaux électriquement anisotropes et a montré théoriquement que l'on pouvait obtenir le tenseur de conductance complet à partir de telles mesures [29]. Des configurations spéciales de bobines à chute de potentiel et à courants de Foucault permettant la mesure simultanée de la conductivité électrique dans deux directions principales ont été développées pour l'évaluation de la texture des plaques [30]. Bien que la plupart des matériaux soient cubiques et ne présentent donc pas d'anisotropie électrique due à la texture cristallographique, une faible texture morphologique causée par la contribution des joints de grains à la résistivité électrique peut provoquer une anisotropie électrique notable dans les matériaux polycristallins à symétrie cubique [31]. Une anisotropie structurelle beaucoup plus forte causée par le renforcement directionnel dans les

matériaux composites peut être exploitée pour la caractérisation par courants de Foucault des composites à matrice métallique [32][22].

I.7.4.9.2- Structure du grain

Dans le contexte de la détection des défauts par courants de Foucault, les variations de conductivité provoquent un bruit de matériau spatialement incohérent dans l'inspection par courants de Foucault qui limite finalement le plus petit défaut détectable. Le même effet peut être exploité pour la caractérisation des matériaux, tout comme l'effet autrement négatif du bruit des grains dans la détection des défauts par ultrasons peut également être exploité pour la caractérisation quantitative de la microstructure dans les matériaux sans défaut. Dans des conditions normales, la résolution latérale de la bobine de la sonde est insuffisante pour voir les grains individuels ou les colonies de grains. De même, dans l'imagerie ultrasonore aux fréquences d'inspection typiques, même avec des transducteurs focalisés, la résolution d'imagerie n'est généralement pas assez élevée pour résoudre les grains individuels. Dans ces conditions, le bruit de grain spatialement cohérent est un motif d'interférence produit par un plus grand groupe de grains non résolus. Dans l'inspection par courants de Foucault, un effet normal insensible à la phase, similaire mais plus simple, se produit car il n'y a pas de possibilité d'effets d'interférence constructive et destructive dépendant de la fréquence.

Dans le sens de la profondeur, la plage moyenne est limitée par la profondeur de pénétration, qui peut être rendue arbitrairement petite en augmentant la fréquence d'inspection. Cependant, dans le plan de la surface, la plage moyenne est déterminée par la résolution latérale de l'inspection, qui est limitée par la taille de la sonde, même à des fréquences d'inspection très élevées.

I.7.4.9.3- Dureté

Les méthodes à courants de Foucault peuvent également être utilisées pour caractériser la dureté, ou plus précisément, les changements microstructuraux liés à la dureté dans les métaux [14, 15]. Malheureusement, les essais de dureté par courants de Foucault, comme toutes les autres méthodes de mesure indirecte, souffrent d'un manque d'unicité qui pourrait provenir de deux causes fondamentales. La première cause est la dépendance non monotone de la propriété physique mesurée par rapport au paramètre d'état du matériau recherché. Un exemple de ce phénomène est la conductivité électrique en fonction de la dureté, conductivité électrique est une fonction non monotone, donc non inversible, de la dureté. Cependant, dans la plage de dureté présentant un intérêt pratique pour les applications moteur (au-dessus de HRC 40), la

conductivité électrique est une fonction monotone, donc inversible, de la dureté, qui pourrait être exploitée pour l'évaluation de la dureté par courants de Foucault. Une deuxième cause majeure du manque d'unicité dans l'évaluation de la dureté par courants de Foucault provient de l'absence de sélectivité lorsque la dureté de l'acier n'est pas prise en compte. Du manque de sélectivité lorsque la propriété physique mesurée change de façon comparable en réponse à plus d'un type de changement dans l'état du matériau. Par exemple, la conductivité électrique mesurée par les méthodes de courants de Foucault est sensible à de nombreux types de caractéristiques microstructurales, telles que le grossissement des précipités, les changements dans la répartition des solutés, la densité des dislocations, la déformation de cohérence, sans oublier la présence de contraintes résiduelles. Il est parfois possible d'identifier un facteur dominant, mais le plus souvent, le changement de conductivité mesuré est causé par une combinaison d'effets comparables.

En conclusion, la sélectivité de la caractérisation de la dureté par courants de Foucault laisse beaucoup à désirer, et ne peut donc être utilisée que dans des conditions contrôlées et après un calibrage empirique minutieux.

I.7.4.10- Avantages et limites du CND par CF

La méthode de contrôle par courant de Foucault présente plusieurs avantages qui sont :

- a. La sensibilité aux petites fissures ou autres défauts de surface
- b. L'investigation donne des résultats immédiats et ne nécessite pas de corrélation.
- c. Une méthode écologique
- d. Elle peut fonctionner sur une large plage de températures
- e. Elle peut être utilisée pour tester des géométries complexes de différentes tailles.

Cette technique se distingue des autres par le fait qu'elle ne nécessite pas de contact direct avec la surface cible. Cette caractéristique constitue un avantage important dans le domaine des essais non destructifs.

Cependant, elle n'est applicable qu'aux matériaux conducteurs. Bien que le contrôle par courants de Foucault puisse être utilisé sur des matériaux magnétiques et non magnétiques, il n'est pas fiable sur certains aciers au carbone pour la détection de défauts sous la surface car sa profondeur de pénétration est limitée et le signal mesuré dépend de la fréquence, de la fissure, de la propriété du matériau et de l'orientation du flux de courants de Foucault par rapport à la fissure.

Le CND par CF est également très sensible au lift-off (décollement entre la bobine et la pièce inspectée). Une bonne performance d'inspection requiert une faible valeur de lift-off.

I.8- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit de manière simplifiée le contrôle non destructif par courants de Foucault, les paramètres influents dans l'application de cette méthode et les conclusions des travaux les plus récents dans le contrôle non destructif par cette technique. Ces travaux sont très importants puisqu'ils constituent la base des travaux ultérieurs et orienteront nos travaux de recherche, notamment dans la caractérisation des matériaux par des méthodes préalablement choisies.

I.9- References

- [1] J. Dubresson, “Caractéristiques dominantes et évolutions des matériels de CND, soudage et techniques Connexes,” Juillet-Aout 1991, Nov-Dec. 1991, Juillet-Aout 1991, 1991.
- [2] Y. le Bihan, “Conception et caractérisation d'un dispositif à courants de Foucault pour l'évaluation non destructive de l'épaisseur de paroi d'aubes de turbine creuses,” Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2000.
- [3] R.D. Adams and P. Cawley, “A review of defect types and nondestructive testing techniques for composites and bonded joints,” *NDT International*, Number 04 Aug 1988.
- [4] G. Montalenti, “Le Bruit de Barkhausen dans les matériaux ferromagnétiques,,” *physique appliquée*, 1970, 1970.
- [5] Y. Gabi, “Modélisation FEM du système de contrôle non destructif 3MA en ligne de production des aciers dual phase,” Université de Grenoble, 2012.
- [6] P.L. Vuillermoz, “Les courants de Foucault, principes, mesure de et contrôle,” AFNOR, 1994.
- [7] M. Teresa Restivo, “A case study of induced eddy currents,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 51, 2-3, pp. 203–210, 1995, doi: 10.1016/S0924-4247(96)01224-1.
- [8] N. Yusa, W. Cheng, T. Uchimoto, and K. Miya, “Profile reconstruction of simulated natural cracks from eddy current signals,” *NDT & E International*, vol. 35, no. 1, pp. 9–18, 2002, doi: 10.1016/S0963-8695(01)00017-2.
- [9] V. ZILBERSTEIN, “MWM eddy-current arrays for crack initiation and growth monitoring,” *International Journal of Fatigue*, vol. 25, 9-11, pp. 1147–1155, 2003, doi: 10.1016/j.ijfatigue.2003.08.010.
- [10] T. Uchimoto, T. Takagi, S. Konoplyuk, T. Abe, H. Huang, and M. Kurosawa, “Eddy current evaluation of cast irons for material characterization,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 258-259, pp. 493–496, 2003, doi: 10.1016/S0304-8853(02)01068-5.
- [11] S. Konoplyuk, T. Abe, T. Uchimoto, T. Takagi, and M. Kurosawa, “Characterization of ductile cast iron by eddy current method,” *NDT & E International*, vol. 38, no. 8, pp. 623–626, 2005, doi: 10.1016/j.ndteint.2005.02.008.
- [12] K. Stevens, A. Parbhu, and J. Soltis, “Magnetic force microscopy and cross-sectional transmission electron microscopy of carburised surfaces,” *Current Applied Physics*, vol. 4, 2-4, pp. 304–307, 2004, doi: 10.1016/j.cap.2003.11.034.
- [13] V. Moorthy, B. A. Shaw, and J. T. Evans, “Evaluation of tempering induced changes in the hardness profile of case-carburised EN36 steel using magnetic Barkhausen noise

- analysis,” *NDT & E International*, vol. 36, no. 1, pp. 43–49, 2003, doi: 10.1016/S0963-8695(02)00070-1.
- [14] M. Zergoug, S. Lebaili, H. Boudjellal, and A. Benchaala, “Relation between mechanical microhardness and impedance variations in eddy current testing,” *NDT & E International*, vol. 37, no. 1, pp. 65–72, 2004, doi: 10.1016/j.ndteint.2003.09.002.
- [15] D. Mercier, J. Lesage, X. Decoopman, and D. Chicot, “Eddy currents and hardness testing for evaluation of steel decarburizing,” *NDT & E International*, vol. 39, no. 8, pp. 652–660, 2006, doi: 10.1016/j.ndteint.2006.04.005.
- [16] J. DeFuria, B. Probasco, S. Mandayam, and J. Schmalzel, “Versatile multipurpose modular instrument for conductivity measurements,” in *Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference [Cat. No. 00CH37066]*.
- [17] E. Uzal and J. H. Rose, “The impedance of eddy current probes above layered metals whose conductivity and permeability vary continuously,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 2, pp. 1869–1873, 1993, doi: 10.1109/20.250771.
- [18] Y. Le Bihan, J. Pávó, and C. Marchand, “Characterization of small cracks in eddy current testing,” *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 43, no. 2, pp. 231–237, 2008, doi: 10.1051/epjap:2008112.
- [19] Latifa Oukhellou, “Paramétrisation et classification de signaux en contrôle non destructif. Application à la reconnaissance des défauts de rails par courants de Foucault,” Université Paris Sud - Paris XI, 2004.
- [20] C.V. Dodd, W.E Deeds and J.w.Luquire, “Integral solutions to some Eddy Current problems,” *International journal of NDT*, 1969-1970,, 1969-1970,
- [21] W. Stumm, “Introduction to electromagnetic nondestructive test methods,” *Non-Destructive Testing*, vol. 4, no. 6, p. 414, 1971, doi: 10.1016/0029-1021(71)90199-X.
- [22] Peter B. Nagy, *Electromagnetic NDE*, 2011.
- [23] G. Y. Tian, Z. X. Zhao, and R. W. Baines, “The research of inhomogeneity in eddy current sensors,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 69, no. 2, pp. 148–151, 1998, doi: 10.1016/S0924-4247(98)00085-5.
- [24] A. Sophian, G.Y. Tian, D. Taylor, and J. Rudlin, “Electromagnetic and eddy current NDT: A review,” *Insight - Non-Destructive Testing and Condition Monitoring*, vol. 43, no. 5, pp. 302–306, 2001.
- [25] Z. Liu, K. Tsukada, K. Hanasaki, and M. Kurisu, “Two-Dimensional Eddy Current Signal Enhancement via Multifrequency Data Fusion” *Journal of Research in Nondestructive Evaluation*.

- [26] G. Yang et al., “Pulsed Eddy-Current Based Giant Magnetoresistive System for the Inspection of Aircraft Structures,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 3, pp. 910–917, 2010, doi: 10.1109/tmag.2009.2032330.
- [27] D. He and M. Yoshizawa, “Saw-wave excitation eddy-current nde based on hts rf squid,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 13, no. 3, pp. 3803–3806, 2003, doi: 10.1109/tasc.2003.816202.
- [28] M. Zergoug, “Caractérisation des matériaux par procédés magnétiques.”
- [29] J. E. Neighbor, “Eddy-Current Method for Measuring Anisotropic Resistivity,” *Journal of Applied Physics*, 01 Jul., pp. 3078–3080, 1969.
- [30] V. M. Tatarnikov, “Use of probes for measuring the electrical conductance of anisotropic plates,” *Meas Tech*, vol. 13, no. 6, pp. 877–881, 1970, doi: 10.1007/bf01061555.
- [31] P. L. Rossiter, *The electrical resistivity of metals and alloys*. Cambridge etc.: Cambridge University Press, 1991.
- [32] R. Pitchumani, P. K. Liaw, S. C. Yao, D. K. Hsu, and H. Jeong, “An Eddy Current Technique for the Measurement of Constituent Volume Fractions in a Three-Phase Metal-Matrix Composite,” *Journal of Composite Materials*, vol. 28, no. 18, pp. 1742–1769, 1994, doi: 10.1177/002199839402801801.

II- Caractérisation de matériaux magnétiques.....	40
II.1- Introduction.....	40
II.2- Matériaux Magnétiques.....	40
II.2.1- Classification des matériaux selon leurs propriétés magnétiques	41
II.2.2- Classification des matériaux selon leurs cycles d'hystérésis.....	42
II.2.2.1- Matériaux magnétiques doux	42
II.2.2.2- Matériaux magnétiques durs	43
II.3- Circuits de mesure des caractéristiques des matériaux.....	44
II.3.1- Banc d'essai Epstein.....	45
II.3.2- Cadre à bande unique	46
II.3.3- Tore.....	47
II.3.4- Banc de mesures IZFP 3MA	48
II.3.4.1- Analyse harmonique.....	50
II.3.4.2- Méthode du bruit de Barkhausen	51
II.3.4.3- Perméabilité incrémentale	51
II.3.4.4- Méthode des courants de Foucault.....	52
II.4- Propriétés Mécaniques.....	52
II.4.1- Profil de dureté	53
II.4.1.1- Micro dureté Vickers.....	54
II.4.1.2- Macro dureté Rockwell	54
II.4.1.3- Micro dureté Knoop	55
II.4.2- Mesure de contrainte résiduelle.....	56
II.4.2.1- Mesure de la contrainte résiduelle par CND	57
II.4.2.2- Microstructure	58
II.5- Conclusion.....	59
II.6- Références	61

II- Caractérisation de matériaux magnétiques

II.1- Introduction

Le développement de méthodes de caractérisation des matériaux magnétiques est un élément essentiel du processus de conception des dispositifs et des matériaux. Lors de l'utilisation industrielle de matériaux magnétiques, il est indispensable de disposer de méthodes de caractérisation qui sont représentatives des performances du matériau et acceptées par le producteur et l'acheteur de matériau. Elles doivent présenter une sensibilité maximale à la propriété mesurée et une reproductibilité suffisante pour la standardisation. Plusieurs méthodes de mesure standardisées sont entachées d'une erreur systématique intrinsèque, ce qui ne les empêche pas d'être utiles pour les échanges commerciaux. Par exemple, l'empilement des tôles qui se chevauchent dans les coins du cadre d'Epstein constitue une inhomogénéité non négligeable dans le circuit magnétique qui cause une erreur systématique considérable [1] parce que le flux magnétique doit traverser l'épaisseur d'isolation de la tôle. Dans le contexte de la conception des machines électriques, il est impératif de disposer d'une valeur de mesure exacte puisque l'utilisation, dans un environnement de dimensionnement, d'une valeur comportant une erreur systématique mène à un écart par rapport au dimensionnement optimal.

Les méthodes de caractérisation des matériaux magnétiques doivent donc présenter une variabilité minimale et la meilleure exactitude possible.

De même pour les techniques non destructives, le contrôle par courants de Foucault permet la mesure de certaines propriétés de matériaux, de dimensions et la détection d'anomalies. Les expérimentations réalisées ont montré de larges possibilités d'analyse par les courants de Foucault, d'évolution des diverses caractéristiques métallurgiques prises séparément et représentatives de problèmes concrets couramment rencontrés en milieu industriel c'est ce que nous allons détailler par la suite.

II.2- Matériaux Magnétiques

En raison de leurs nombreuses applications technologiques, les matériaux magnétiques ont une importance économique mondiale comparable à celle des semi-conducteurs, les utilisations de l'énergie électrique ont connu un développement spectaculaire et se développent encore à un rythme soutenu. Pour produire de l'énergie électrique, et très souvent pour l'utiliser, on ne peut se passer des matériaux magnétiques. Ils sont donc au cœur de nombreux dispositifs industriels dans le domaine de l'électrotechnique. Des grands alternateurs des centrales

électriques aux périphériques des ordinateurs ou aux dizaines de capteurs et petits servomoteurs des véhicules modernes, les matériaux magnétiques sont omniprésents dans tous les aspects de notre vie quotidienne.

Traditionnellement, les matériaux magnétiques sont répartis en matériaux doux et matériaux durs, auxquels on a ajouté récemment les matériaux semi-durs, classe réservée de façon restrictive aux seuls milieux d'enregistrement.

La classe de chaque type de matériau repose essentiellement sur les valeurs du champ coercitif H_c et de l'aimantation rémanente M_r qui lui sont associées.

II.2.1- Classification des matériaux selon leurs propriétés magnétiques

Les matériaux sont classés selon quatre types sur la base de leur comportement en présence d'un champ magnétique d'excitation [2].

Cette réaction est mesurée par l'induction qui est la quantité de flux magnétique par unité de surface. L'équation permettant de relier l'induction au champ magnétique est :

$$B = \mu_0(1 + \kappa)H \quad (\text{II.1})$$

B : induction magnétique (T)

μ_0 : perméabilité du vide (H/m)

χ : susceptibilité magnétique (sans unité)

H : champ magnétique (A/m)

La relation (II.1) permet de remarquer que l'induction pour un champ magnétique donné est d'autant plus grande que la susceptibilité est élevée. Cette propriété est recherchée et exploitée lors de la réalisation du circuit magnétique d'une machine électrique. La susceptibilité magnétique est en réalité un tenseur mais dans cette partie, on la considère comme une grandeur scalaire car on ne s'intéresse pas à sa variation en fonction de la direction de propagation du flux magnétique.

Sur la base du comportement en présence d'un champ magnétique d'excitation, il existe quatre principaux types de matériaux :

- diamagnétiques
- paramagnétiques
- ferrimagnétiques
- ferromagnétiques

Les valeurs typiques de susceptibilité rencontrées pour ces types de matériaux ainsi que quelques exemples de matériaux représentatifs sont présentés au tableau II.1

Tableau II.1- Susceptibilité magnétique des principaux types de matériaux

Type de matériaux	Susceptibilité magnétique	Exemples
Diamagnétique	$\sim -1 \cdot 10^{-5}$	Cu, plomb
Ferrimagnétique	~ 3000	FeO, MnO, ZnO
Ferromagnétique	50 à 10000	Fe, Ni, Co
Paramagnétique	10^{-5} à 10^{-3}	Al, Pt

Les matériaux utilisés pour l'électrotechnique aux fréquences industrielles sont de type ferromagnétique, à cause de leur susceptibilité et aimantation à saturation élevées. Bien que ces derniers possèdent une aimantation à saturation plus faible, ils présentent des pertes magnétiques significativement plus basses, ce qui est important lorsque la fréquence d'opération augmente. Une classe de matériaux ferromagnétiques peut être utilisée aux fréquences élevées, il s'agit des matériaux amorphes qui sont généralement retrouvés sous forme de tôles très minces. Ils présentent une induction à saturation intermédiaire entre celle des ferrites et celle des tôles conventionnelles.

II.2.2- Classification des matériaux selon leurs cycles d'hystérésis

Les matériaux magnétiques sont généralement séparés en deux classes selon leurs cycles d'hystérésis.

II.2.2.1- Matériaux magnétiques doux

Nous appelons matériaux magnétiques doux des matériaux faciles à magnétiser. Ils doivent avoir une aptitude à inverser très facilement leur aimantation et à transmettre des variations de flux magnétique (d'où une induction B et une résistivité élevée), leur champ coercitif est inférieur à 100 A/m et leur perméabilité relative supérieur à 500. Les matériaux les plus doux présentent une bonne pureté et peu de défauts de manière à permettre des déplacements aisés des parois de domaines magnétiques [3].

Le cycle d'hystérésis associé à ce type de matériau est très étroit, d'où un champ coercitif très faible. Aucun matériau ne possède toutes les propriétés idéales énumérées. Mais, selon le

type d'excitation magnétique auquel le matériau est soumis, toutes ces propriétés n'ont pas la même importance. La fréquence du champ joue le rôle le plus important pour déterminer la priorité à donner à l'un ou l'autre de ces critères.

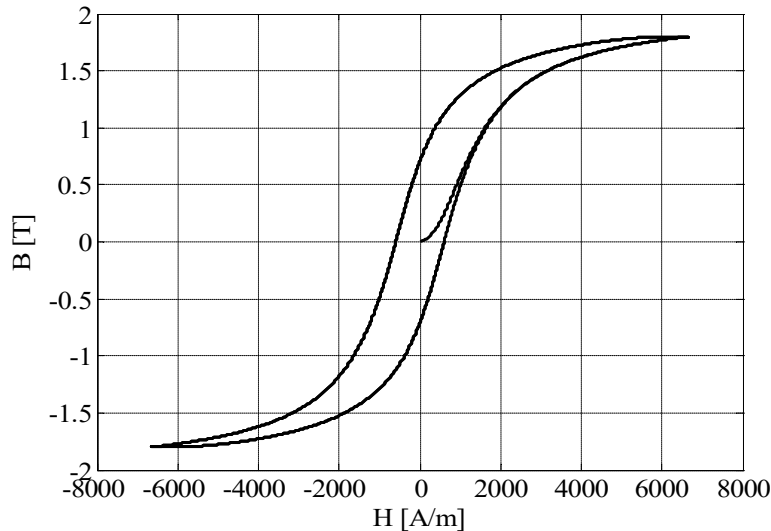


Figure II.1- Cycle d'hystérésis d'un matériau doux

Ces matériaux sont généralement très utilisés, dans les applications où il est nécessaire de guider le flux magnétique (transformateurs, amplificateurs et moteurs magnétiques). On cite :

- Les aciers électriques
- Les alliages FeNi et FeCo
- Les ferrites
- Les matériaux amorphes

Les matériaux magnétiquement doux dissipent de l'énergie dans un régime dynamique, cette énergie est sous forme de chaleur, ces pertes magnétiques se décomposent en pertes par hystérésis et pertes par courants de Foucault

II.2.2.2- Matériaux magnétiques durs

Les matériaux magnétiques durs sont utilisés pour la fabrication d'aimants permanents et appartiennent à la famille des substances ferromagnétiques qui ont une aimantation résiduelle non nulle à température ambiante. Il est difficile de les désaimanter sauf si on les expose à un champ magnétique très fort dans le sens inverse de l'aimantation ou bien si on les chauffe jusqu'à la température de Curie T_c .

Les principales caractéristiques de ces matériaux sont l'induction rémanente B_r , qui est l'induction à champ magnétique nul, le champ coercitif H_c et l'aimantation à saturation M_s , qui représente l'aimantation maximale que le matériau est capable d'atteindre, voir figure II.2.

Dans plusieurs applications, un aimant permanent pourrait être la meilleure solution quand nous avons besoin d'une source de champ magnétique continu. Aujourd'hui, les applications aimants permanents se sont multipliées ; à la maison, dans l'industrie automobile, spatiale et l'aéronautique. Leur plus grand marché est celui des hauts parleurs magnétiques. Un nouveau marché en expansion est celui des machines électriques pour la traction automobile. Ce nouveau marché a mis en place un nouveau cahier des charges sur les caractéristiques demandées des aimants permanents. En effet, une application pareille nécessite d'abord des aimants puissants (B_r important), un champ coercitif très élevé pour éviter qu'il se désaimante sous l'effet d'un fort champ magnétique circulant dans la machine.

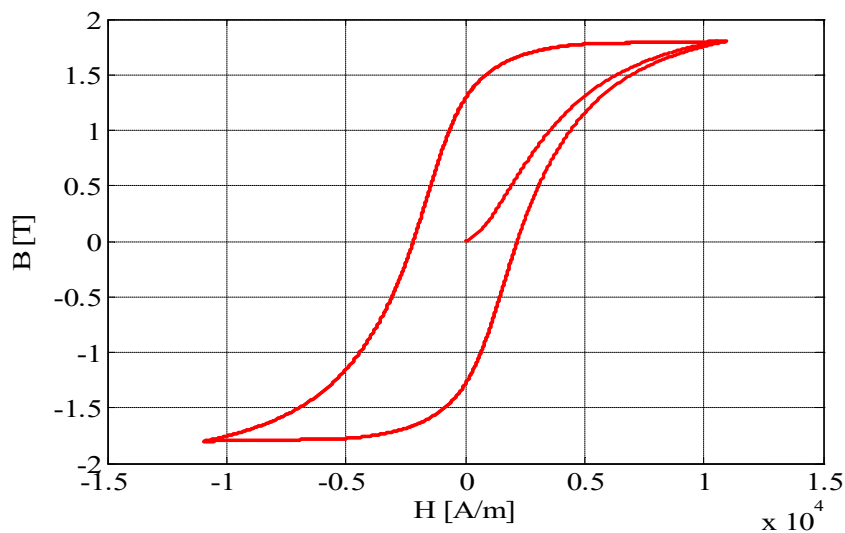


Figure II.2- Cycle d'hystérésis d'un matériau dur

II.3- Circuits de mesure des caractéristiques des matériaux

Lorsque l'on parle de caractériser les matériaux magnétiques, il s'agit de mesurer l'aimantation M en fonction du champ magnétique appliqué au matériau. L'évolution de l'aimantation en fonction du champ H donne un cycle d'hystérésis $M(H)$ qui permet alors de remonter aux caractéristiques spécifiques du matériau. Dans ce cas, il est nécessaire de mesurer le champ magnétique H et l'aimantation M . Plusieurs techniques sont utilisées qui sont principalement basées sur la loi de Lenz-Faraday, le théorème d'Ampère ou l'effet Hall, il existe également des méthodes optiques [4].

Toute mesure des caractéristiques d'un matériau ferromagnétique nécessite l'utilisation d'un circuit magnétique fermé. Cette exigence découle du fait que dans tout circuit ouvert, l'échantillon est soumis à un champ interne démagnétisant indésirable, trop important, et il est inhomogène dans la plupart des cas [5, 6]. Pour ces raisons, il existe certaines formes de circuits qui sont recommandées pour la caractérisation des matériaux ferromagnétiques ; leur fonctionnement est basé sur la loi de l'induction et ils ont en commun deux enroulements, le premier pour l'excitation et le second pour la mesure.

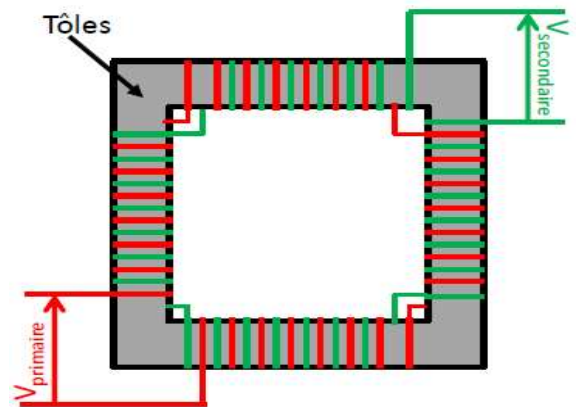
II.3.1- Banc d'essai Epstein

C'est un circuit fermé démontable, de forme carrée de 700 spires dans le primaire et le secondaire, c'est sans conteste le plus utilisé pour caractériser les matériaux magnétiques stratifiés. C'est un appareil standardisé, reproductible, très facile à utiliser et surtout très reconnu par l'industrie, Il existe également dans une version avec 200 tours dans le primaire et le secondaire pour les mesures à haute fréquence ou dans une version mini qui est l'homothétie de $\frac{1}{2}$ par rapport au cadre normalisé mais elle est très peu utilisée pour des raisons d'effet de bord sur les échantillons.

Le cadre d'Epstein fonctionne suivant le principe de fonctionnement d'un transformateur monophasé non chargé. Il est constitué de quatre bras où sont logés les échantillons.



a) Photo d'un cadre d'Epstein



b) Schématisation d'un cadre d'Epstein

Figure II.3- Cadre d'Epstein

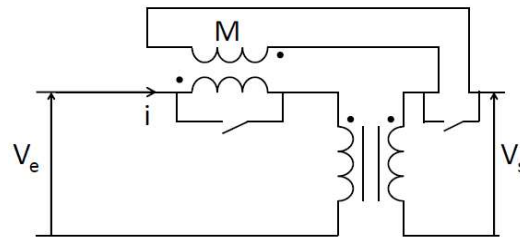


Figure II.4- Schéma électrique du principe de compensation du flux dans l'air

Sur chaque bras existent deux bobinages, le premier est celui de l'alimentation et le deuxième est celui de la mesure du flux selon la loi de Lenz-Faraday (figure II.3). Il est aussi équipé d'un bobinage qui permet de compenser le flux magnétique dans l'air, figure II.4, il s'agit d'une mutuelle M réglable de façon à avoir une tension $V_{\text{secondaire}}$ nulle quel que soit la tension V_{primaire} quand le cadre est vide (sans échantillon). Les interrupteurs servent à activer ou à désactiver la compensation du flux dans l'air

II.3.2- Cadre à bande unique

L'échantillon de mesure est constitué d'une seule feuille, de forme carrée ou rectangulaire, et de taille suffisante pour représenter un lot commercial [7]. Le circuit magnétique est fermé aux deux extrémités de la bande par une, ou de préférence deux, culasses mobiles faites d'un matériau hautement perméable (figure II.5)

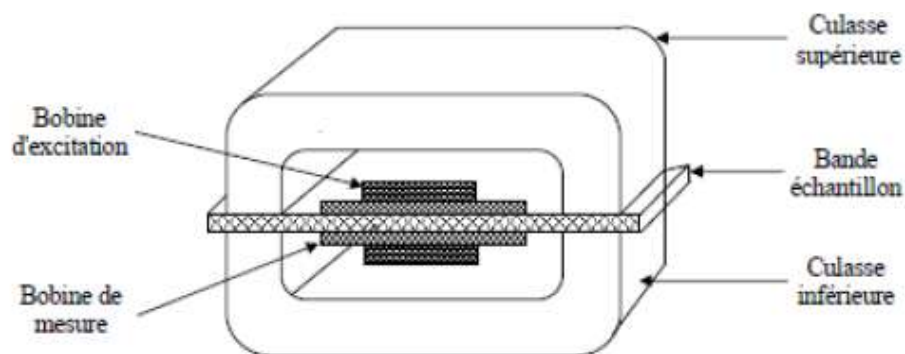


Figure II.5- Schéma de principe d'un cadre à bande unique

La section des culasses est choisie pour être beaucoup plus grande que celle de l'échantillon, par exemple 30 ou 50 fois plus grande. En utilisation dynamique, les culasses doivent être laminées. Elles peuvent être constituées de tôles de FeSi de bonne qualité, ou mieux encore d'un alliage FeNi à haute perméabilité. Si vous choisissez d'effectuer des mesures sur

des tôles échantillons de grandes dimensions, par exemple 500 x 500 mm² (norme CEI 68-404-3), les culasses sont nécessairement très lourdes. Une bonne fermeture du circuit magnétique, avec contrôle du parallélisme des faces d'appui et contrôle de la pression d'appui nécessite une construction mécanique très soignée.

Pour l'installation d'une bande échantillon, nous ouvrons d'abord le circuit magnétique, puis nous glissons la bande dans un manchon qui supporte les bobines d'excitation et de mesure, et enfin nous fermons le circuit. La magnétisation de la bande est uniforme par construction dans sa partie centrale.

Parfaitement réalisé, le cadre à bande unique avec ses accessoires constitue un appareil complexe mais très performant. Il permet notamment la mesure absolue de toutes les grandeurs magnétiques caractéristiques des matériaux doux.

II.3.3- Tore

Le procédé le plus pertinent pour relever les caractéristiques magnétiques d'un matériau est de réaliser avec ce dernier un circuit torique circulaire tel que le rayon moyen R_{moy} soit grand vis-à-vis de l'épaisseur β (figure II.6).

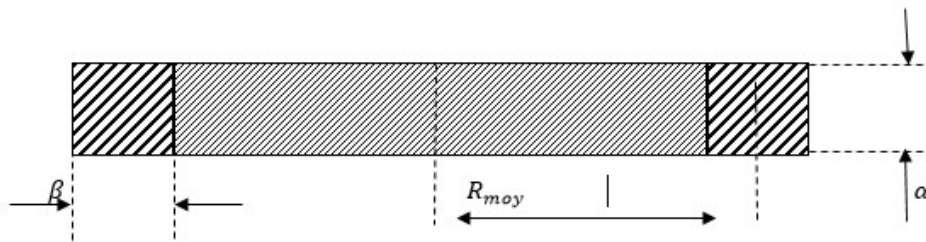


Figure II.6- Coupe dans un circuit torique

Le tore est généralement pourvu de deux enroulements régulièrement répartis sur sa circonférence

- Un bobinage d'excitation comportant N_1 spires, qualifié d'enroulement primaire, et parcouru par un courant d'excitation I_1 .
- Un bobinage de mesure du flux d'induction traversant une section droite du tore est généralement situé au plus près du matériau, il comporte N_2 spires et on l'appelle l'enroulement secondaire.

D'après la loi d'Ampère :

$$H = \frac{N_1 I_1}{2\pi R_{moy}} \quad (\text{II.2})$$

Comme nous l'avons souligné, le circuit torique est le circuit idéal pour la caractérisation des matériaux, mais il est très difficile de réaliser un tore représentatif de la qualité des tôles ferromagnétiques pour les raisons suivantes :

- L'anisotropie des tôles, toujours présente dans les tôles non orientées, est considérable dans le cas des tôles à cristaux orientés,
- Les contraintes créées lors de l'enroulage de la bande qui sont très difficiles à contrôler et à éliminer,
- L'opération fastidieuse et délicate de mise en place des deux bobinages qui nécessite beaucoup de soins.

Alors, l'obtention d'un échantillon représentatif de forme torique demande donc beaucoup de travail. Il n'y a pas de meilleure solution toutefois pour mesurer des alliages à très haute perméabilité, cette technique de caractérisation est encore utilisée [5, 8].

II.3.4- Banc de mesures IZFP 3MA

3MA est une combinaison méthodique et technique de quatre méthodes micro magnétiques, à savoir le bruit de Barkhausen (BN), l'analyse harmonique de l'intensité du champ magnétique tangentiel (HA), l'analyse multifréquence des courants de Foucault (EC), et la perméabilité incrémentale (IP) [9, 10]. Ce système a été développé par l'Institut Fraunhofer IZFP ; il est dédié à divers domaines d'applications de contrôle non destructif de composants en acier, cimentés et des surfaces usinées [11].

Le système 3MA, représenté sur la photo de la Figure II.7 ci-après, se compose d'une unité de commande et d'évaluation qui constitue le cœur du système (capteur), un bloc comportant l'alimentation électrique d'excitation et différents blocs de mesures et de traitements analogiques des données. Le tout est piloté à distance via un PC [12].

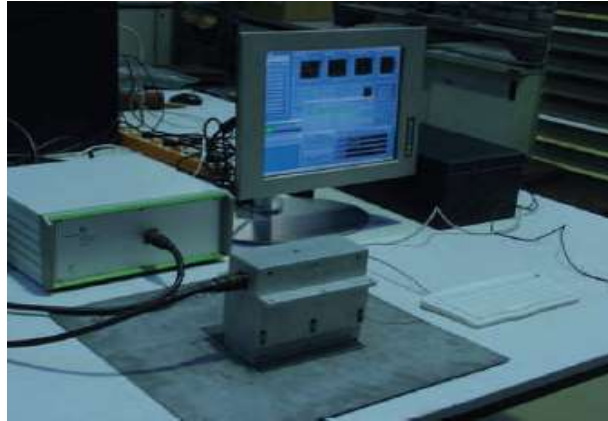


Figure II.7- Capteur 3MA et échantillon test

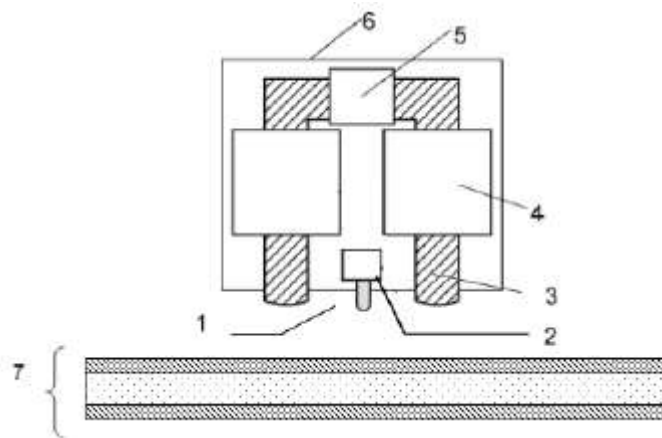


Figure II.8- Schéma bloc du système 3MA, 1-sonde à effet Hall, 2-module d'excitation et de détection, 3-culasse, 4-bobine d'aimantation, 5- bobine de référence, 6-blindage, 7-échantillon

Le système permet de mettre en œuvre 4 techniques de mesures différentes : courants de Foucault, analyse harmonique du champ magnétique, bruits de Barkhausen et perméabilité incrémentale [12]. Les principales composantes sont décrites ci-après et sont utilisées pour une ou plusieurs méthodes de détection :

- Sonde à effet Hall : elle est placée au centre du système à quelques millimètres de l'échantillon. Elle permet de mesurer le champ tangentiel à la surface de l'échantillon.
- Module d'excitation et de détection : c'est un bloc inductif permettant de palper la surface de l'échantillon. Il est constitué de deux séries de bobines. La première alimentée à haute fréquence excite perpendiculairement l'échantillon et la deuxième détectrice, mesure l'interaction avec le matériau et les effets des courants induits.
- 3 et 4 : Une bobine d'excitation basse fréquence et une culasse permettent de fermer le circuit magnétique.

II.3.4.1- Analyse harmonique

Une tension d'excitation sinusoïdale à basse fréquence ($f_{BF} = 10-1000$ Hz) est fournie à une bobine de magnétisation (voir Figure II.8, n° 5), qui est placée sur ou à proximité de l'échantillon. Ceci génère une magnétisation variable dans l'échantillon.

Cette magnétisation peut être choisie dans une plage d'amplitude comprise entre 10 et 70 A/cm. L'amplitude est contrôlée par un capteur à effet Hall (n° 1), ce capteur est également utilisé pour enregistrer l'ensemble du développement du champ magnétique tangentiel pendant le cycle d'hystérésis. Une analyse de Fourier traite ce signal enregistré. En raison de la symétrie de l'hystérésis, seules les harmoniques supérieures impairs, d'amplitude ($A_1, A_3, A_5, \dots, A_n$) et de phase ($\theta_1, \theta_3, \theta_5, \dots, \theta_n$) peuvent être déterminées.

La méthode AH permet d'analyser des gammes de matériaux plus profondes et peut même être appliquée à des gradients de structure et de contrainte (tension) plus faibles, comme c'est le cas dans les pièces à surface durcie, par exemple. Pour un système d'excitation spécifique (culasse + bobine de magnétisation), la profondeur d'interaction électromagnétique ne dépend que de l'intensité du champ magnétique (H_t) et de la fréquence d'excitation (f_{LF}) et elle peut atteindre des profondeurs allant jusqu'à 10mm.

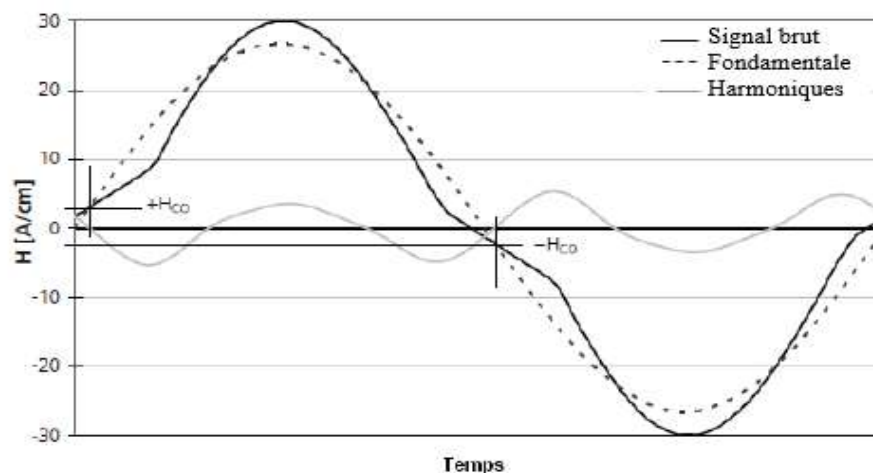


Figure II.9- Le signal d'analyse d'Harmonique [13]

Une caractéristique particulière d'analyse d'harmoniques a été développée à l'IZFP, il s'agit de déterminer via ce signal une valeur approchée du champ coercitif [13].

Comme le montre la Figure II.9, l'intersection du signal brut (détecté) avec le signal fondamental dans la zone du passage par zéro donne la valeur approximative du champ coercitif.

II.3.4.2- Méthode du bruit de Barkhausen

Afin d'induire la réorganisation de la microstructure magnétique et donc de fournir la réponse d'échantillon au bruit de Barkhausen, l'application d'un champ magnétique variable est nécessaire. Ce champ magnétique est appliqué par la culasse en forme de U ($n^{\circ}3$) avec la bobine de magnétisation ($n^{\circ}5$), comme dans le cas de la méthode AH. Les amplitudes de magnétisation appliquées sont suffisantes pour exciter les matériaux ferromagnétiques inspectés jusqu'à leurs niveaux de saturation. La fréquence de magnétisation est adaptée afin d'éviter les courants de Foucault locaux, et donc de ne pas modifier ou déformer le comportement d'hystérésis magnétique dans l'échantillon.

Pendant la réorganisation de la microstructure ferromagnétique, des déplacements de parois de Bloch sont générés, qui se produisent par des sauts discrets. Ces sauts de paroi de Bloch entraînent des changements soudains de l'aimantation, ce qui provoque des variations du flux magnétique. Ces variations peuvent être détectées à l'aide d'une bobine réceptrice ($n^{\circ}2$) qui est placée au-dessus de l'échantillon. Après le traitement du signal, qui consiste en plusieurs étapes, comme l'amplification et le filtrage. La méthode BN utilise des fréquences d'analyse principalement dans la gamme des kHz élevés. Par conséquent, seule la zone proche de la surface du matériau peut être inspectée. Un autre inconvénient de cette méthode est sa sensibilité aux interférences électromagnétiques, qui résulte de l'analyse du signal à large bande en conjonction avec une amplification élevée.

II.3.4.3- Perméabilité incrémentale

L'échantillon est soumis à deux signaux simultanés : une excitation basse fréquence (BF), d'amplitude suffisante pour atteindre des niveaux d'induction allant de 1 à 1,6 T, et une autre excitation haute fréquence (HF) superposée de très faible amplitude (courant de Foucault). La bobine d'excitation HF explore la zone centrale de l'échantillon le long de la boucle d'hystérésis créée par le signal f_{BF} , généré localement dans le matériau. Le signal mesuré de la bobine de recherche après traitement spécifique du signal est proportionnel à la perméabilité incrémentale (PI). En pratique, on enregistre la variation de la tension de ce signal en fonction du champ magnétique tangentiel. Cela permet, entre autres, d'accéder à plusieurs propriétés magnétiques telles que le champ coercitif, la rémanence, etc.

II.3.4.4- Méthode des courants de Foucault

Dans cette étude, nous nous intéressons à la caractérisation des matériaux par la méthode des courants de Foucault du capteur 3MA. Dans ce mode seul le palpeur de surface est utilisé. L'électronique du système 3MA injecte dans la bobine d'excitation un courant sinusoïdal de faible amplitude (typiquement de l'ordre du mA) et de fréquence F_{HF} élevée (typiquement quelques dizaines de kHz). Cette excitation se fait localement au centre de l'échantillon et perpendiculairement à sa surface. Il en résulte un champ magnétique de très faible amplitude qui se boucle dans l'épaisseur de l'échantillon. Dans le matériau, les niveaux d'induction sont très faibles et restent limités à quelques micro-teslas.

La mesure de la tension aux bornes de la bobine de détection permet via un traitement spécifique de déterminer la partie réelle et la partie imaginaire, ou le module et la phase de l'impédance du palpeur. En pratique, c'est une variation de cette impédance par rapport à l'impédance de référence Z_0 sans échantillon, qui est obtenue. C'est une mesure en mode différentiel [12]. La profondeur d'investigation des courants de Foucault étant liée à l'épaisseur de peau, et variant comme l'inverse de la racine carrée de la fréquence, le système 3MA permet de réaliser sur un même essai, quatre mesures en choisissant quatre valeurs de la fréquence comprises entre 20 et 100 kHz, afin de sonder l'échantillon sur plusieurs profondeurs.

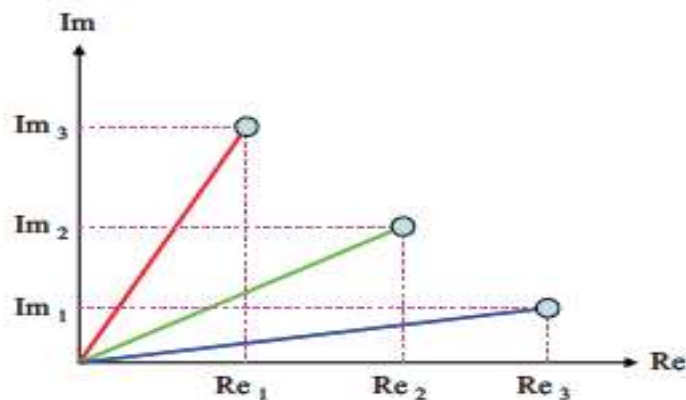


Figure II.10- Impédance de la bobine de détection dans le plan de Nyquist

II.4- Propriétés Mécaniques

Les essais mécaniques sont l'étape indispensable pour accéder aux grandeurs caractéristiques des matériaux, de la résistance à la fatigue, et ce dans des conditions variables, par exemple de température ou de vitesse de sollicitation.

II.4.1- Profil de dureté

La dureté est une propriété de grand intérêt pour les chercheurs scientifiques, les professionnels et les fabricants qui travaillent dans le domaine des matériaux, car cette propriété est directement liée à la performance mécanique des pièces ou composants fabriqués.

La dureté caractérise la résistance que présente le matériau à la pénétration d'un indenteur sur lequel on exerce un effort. Au cours de l'essai de dureté, l'effort appliqué sur l'indenteur est suffisamment important pour laisser une trace à la surface de l'échantillon du matériau testé. Le rapport de l'effort à la surface de l'empreinte laissée par l'indenteur définit cette dureté. Bien qu'a priori, la dureté ait la dimension d'une contrainte, la norme spécifie des échelles de dureté correspondant aux différentes méthodes employées. Citons pour les principales, l'essai Brinell, l'essai Vickers ou l'essai Rockwell. Chaque technique présente un domaine d'utilisation et sur le domaine commun, il y a naturellement une certaine corrélation entre les valeurs fournies par chacune des méthodes. Il est donc important de bien spécifier l'échelle de dureté utilisée lorsque l'on veut comparer différents matériaux de ce point de vue.

La dureté peut être représentée comme le comportement d'un matériau sous différentes conditions, par exemple :

- la résistance à la rayure produite par un matériau de référence dans le cas de la dureté Möhs utilisée pour les minéraux
- la résistance à la pénétration d'un indenteur dans le cas des duretés Brinell, Rockwell, Vickers et Knoop utilisées pour la caractérisation mécanique des métaux et des céramiques,
- la résistance à la perforation produite par un foret, utilisée pour déterminer la dureté des roches et des grandes structures de béton [14-15]
- la réponse élastique ou résilience au choc produite par l'impact d'une sphère (ou d'un élément arrondi) avec le matériau, utilisé pour mesurer la dureté des bétons, métaux et polymères en utilisant un scléromètre.

Ces méthodes permettent de déterminer la dureté d'un matériau à partir de la résistance d'un solide à une déformation locale [16].

Différents types d'essais basés sur la résistance des matériaux à la pénétration d'un indenteur sont utilisés pour évaluer leur dureté. Les indenteurs doivent être plus durs que le matériau sur lequel la dureté est mesurée et leurs géométries sont généralement sphériques,

coniques à pointe hémisphérique, pyramidales à base carrée, triangulaires ou rhomboédriques [17].

II.4.1.1- Micro dureté Vickers

L'essai de dureté Vickers consiste à appliquer une charge P sur le matériau pendant 10 à 15 s avec un indenteur muni d'une pointe diamantée en forme de pyramide à base carrée. À l'échelle micrométrique, la charge appliquée lors de l'essai Vickers est entre $9,807 \cdot 10^{-3}$ et $9,807$ N et les diagonales de l'empreinte sont mesurées en micromètres (μm). Le principe de fonctionnement pour la macro dureté Vickers est le même, la différence réside dans la gamme de force d'indentation appliquée (de $9,807$ à $1176,8$ N).

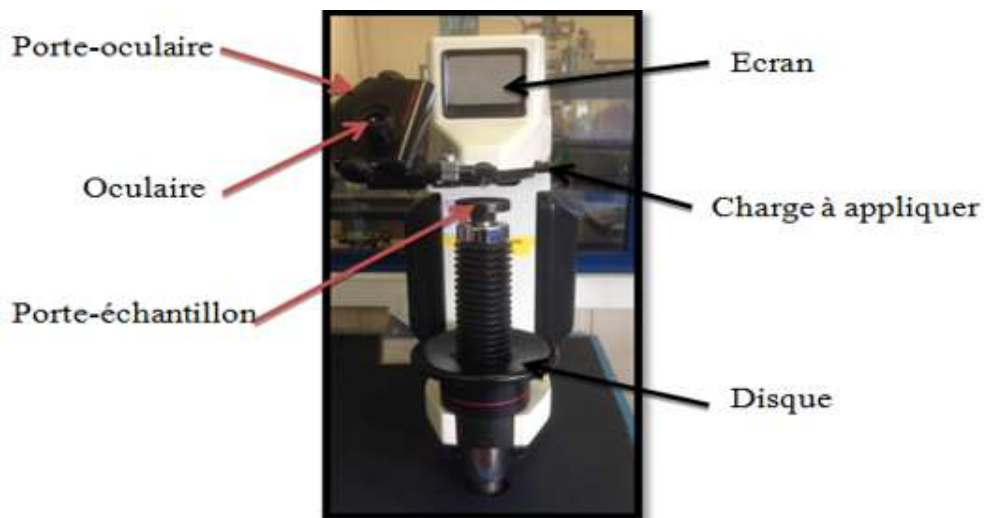


Figure II.11- Mesure de dureté HV10

II.4.1.2- Macro dureté Rockwell

L'essai de dureté Rockwell utilise deux types d'indenteur : un cône de diamant de 120° à pointe arrondie ou une bille en acier trempé ou en carbure de tungstène. La mesure s'effectue en 3 étapes. La première étape consiste à appliquer une charge initiale de 100 N (appelée force mineure) qui va donner l'origine de l'empreinte. Lorsque l'équilibre est atteint la surcharge est appliquée (force majeure) pour arriver à la profondeur maximale d'indentation qui va donner l'empreinte rémanente utilisée pour calculer la dureté. Lorsque le nouvel équilibre est atteint, la surcharge est supprimée de façon à revenir à la charge initiale. À chaque étape, les profondeurs d'indentation sont mesurées à l'aide d'un capteur. La valeur de la dureté Rockwell (HR) est calculée par l'équation (II.3) :

$$HR = \varepsilon - e \quad (\text{II.3})$$

Où :

ε : Est une constante qui dépend de la forme de l'indenteur et e est la profondeur d'indentation enregistrée lors de l'application de la surcharge.

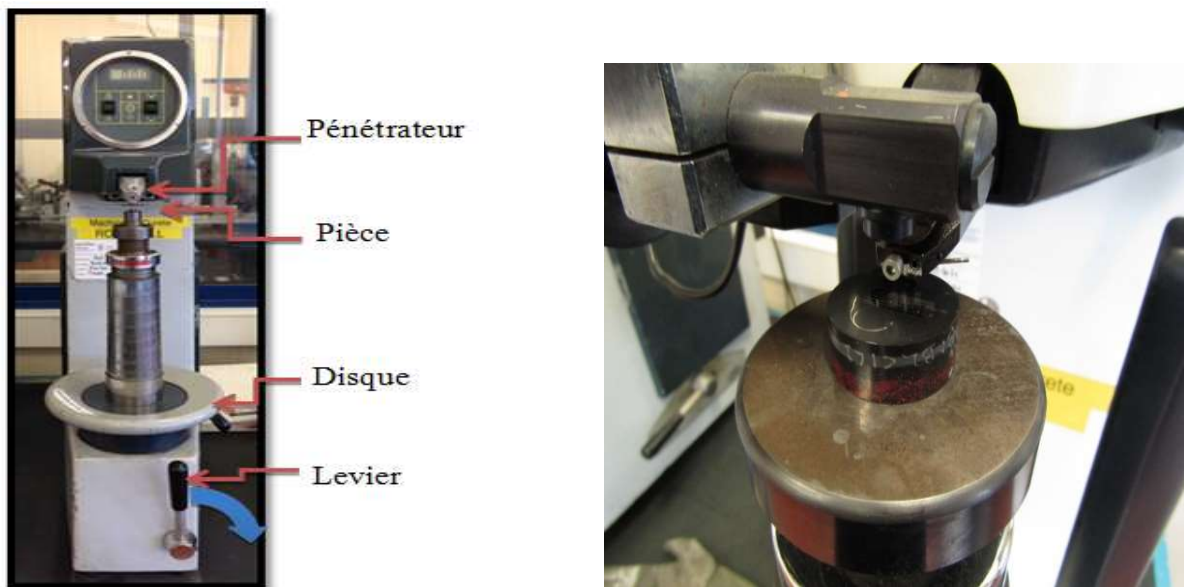


Figure II.12- Mesure de dureté HRC

II.4.1.3- Micro dureté Knoop

La dureté Knoop, développée par le <<National Bureau of Standards>> NIST en 1939, est classée comme une micro dureté due à la charge utilisée lors de l'essai (entre 10g et 1000g). l'indenteur utilisé est rhomboédrique à pointe diamantée, avec des angles entre les faces opposées de $172^{\circ} 30'$ et 130° ce qui donne des indentations allongées (figure II.12). La grande diagonale (D') est idéalement 7.114 fois la plus petite diagonale (d'), selon la géométrie de l'indenteur, cependant ce rapport est affecté par la récupération élastique. La profondeur d'indentation est environ 1/30 de la longueur de la grande diagonale [18]

La valeur de la dureté Knoop (HK) est calculée par la relation entre la charge appliquée (P) et l'aire projetée de l'empreinte selon l'équation suivante :

$$HK = \frac{2P}{D'^2 \left[\cotg \frac{172.5^\circ}{2} \times \tg \frac{130^\circ}{2} \right]} = 0.014229 \frac{P}{D'^2} \quad (\text{II.4})$$

Où : HK est en GPa, P en N et D' en mm

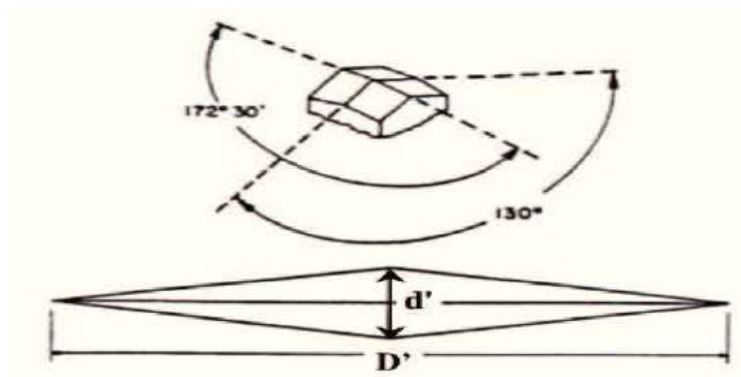


Figure II.13- Indenteur Knoop

Ce type de dureté est particulièrement utilisée pour l'étude des matériaux fragiles, d'une part du fait de la faible profondeur de pénétration la formation de fissures est limitée, d'autre part l'inégalité de deux diagonales permet d'évaluer des anisotropies à la surface des matériaux [18]. Elle permet d'évaluer des gradients de dureté et de déterminer la dureté de dépôts minces.

II.4.2- Mesure de contrainte résiduelle

Les contraintes résiduelles peuvent être définies comme des contraintes qui existent en l'absence de toute charge externe ou de gradients thermiques au sein du matériau. Les procédés de fabrication sont les causes les plus courantes des contraintes résiduelles. Pratiquement tous les procédés de fabrication et de confection, tels que le soudage, l'usinage, le moulage, le traitement thermique, la déformation plastique pendant le pliage, le laminage ou le forgeage, introduisent des contraintes résiduelles dans l'objet fabriqué.

L'évaluation non destructive des contraintes résiduelles dans les composants critiques pour la rupture est l'une des opportunités les plus prometteuses ainsi que l'un des défis les plus difficiles auxquels nous sommes confrontés dans la communauté des END aujourd'hui. L'évaluation des contraintes résiduelles est importante car il est de plus en plus évident qu'il n'est pas possible de prédire de manière fiable et précise la durée de vie restante de ces

composants sans tenir compte de la présence de contraintes résiduelles. Le niveau absolu et la distribution spatiale de la contrainte résiduelle sont plutôt incertains, d'une part parce que la contrainte résiduelle est très sensible aux variations du processus de fabrication et d'autre part parce qu'elle a ensuite tendance à subir une relaxation thermomécanique aux températures de fonctionnement. La spectroscopie de conductivité par courants de Foucault est apparue comme l'un des principaux candidats pour le profilage des contraintes résiduelles près de la surface dans les composants traités en surface [19-22].

Le contrôle des contraintes résiduelles par courants de Foucault est basé sur la piézorésistivité du matériau, c'est-à-dire la dépendance caractéristique de la conductivité électrique en fonction de la contrainte ou de la déformation. Si les variations parasites du matériau (par exemple, la perméabilité magnétique) et de la géométrie (par exemple, la rugosité de surface) peuvent être négligées, la conductivité apparente par courants de Foucault dépendant de la fréquence peut être inversée pour le profil de conductivité électrique dépendant de la profondeur. Ensuite, en utilisant la piézorésistivité du matériau mesurée indépendamment, le profil de contrainte résiduelle souhaité peut être calculé.

II.4.2.1- Mesure de la contrainte résiduelle par CND

Comme indiqué ci-dessus, la contrainte résiduelle doit être incluse dans la prédiction de la durée de vie de nombreux composants. Cela fait plus de 100 ans que le premier rapport sur la mesure de la contrainte résiduelle [23] a été publié. Toutes les premières techniques de mesure reposaient sur des moyens destructifs où la pièce était coupée pour observer les changements de dimensions survenus dans le composant. Au cours des dernières décennies, les techniques de diffraction non destructives (NDE), telles que la diffraction des neutrons à haute énergie et la diffraction synchrotron, sont devenues des outils puissants pour l'étude des contraintes résiduelles. Malheureusement, un moyen non destructif précis pour déterminer la contrainte résiduelle, qui peut être facilement appliqué dans un environnement de fabrication ou effectué de manière routinière dans le cadre de l'entretien régulier d'un composant, reste difficile à trouver [24]. En raison de la taille, de la disponibilité et du manque de portabilité des techniques de diffraction, ces mesures sont principalement limitées dans leur application aux pièces en phase de développement.

Si la diffraction des rayons X (XRD) est la méthode standard pour mesurer les contraintes résiduelles, la pénétration jusqu'à $\sim 200 \mu\text{m}$ de profondeur sans enlèvement de matière en surface nécessite des sources de rayons X à plus haute énergie, telles que des sources

synchrotron ou un système de laboratoire dédié [25]. Ces instruments sont coûteux et, par conséquent, ne sont pas couramment utilisés pour la fabrication. Ce que l'on souhaite, c'est un processus qui permette un contrôle précis de la contrainte résiduelle aux endroits critiques limitant la durée de vie à l'aide de techniques d'évaluation non destructive (END). L'évaluation non destructive des contraintes résiduelles en surface et sous la surface est la clé pour exploiter pleinement les avantages des traitements de surface, prolongeant ainsi la durée de vie des composants et assurant la fiabilité du système.

Les techniques de contrôle non destructif disponibles pour mesurer les contraintes résiduelles sont :

- les contrôles par ultrasons,
- la diffraction des rayons X
- les méthodes électromagnétiques.

Toutes ces techniques de CND ont été étudiées pour le profilage des contraintes résiduelles [26][27]. Le contrôle par ultrasons peut être utilisé pour mesurer les contraintes résiduelles globales [28]; la diffraction des rayons X peut être utilisée pour mesurer les contraintes résiduelles de surface d'une profondeur d'environ 10 à 20 microns. Parmi les méthodes électromagnétiques, la technique des courants de Foucault (CE) a été identifiée comme un candidat de premier plan pour la caractérisation non destructive des profils de contraintes résiduelles près de la surface [20], en se basant sur l'effet de piézorésistivité, qui fait référence aux changements de conductivité électrique induits par les contraintes résiduelles.

II.4.2.2- Microstructure

De nombreuses études ont été menées pour évaluer les modifications de la microstructure à l'aide de la méthode des courants de Foucault [29]. Les essais par courants de Foucault ont été utilisés pour caractériser les modifications de la microstructure, telles que les modifications de la taille des grains et de la dureté après les traitements thermiques, sur la base de la mesure des modifications de la conductivité et de la perméabilité magnétique [3], la mesure de la profondeur de durcissement des tiges d'acier cémenté [31] et l'effet de la micro dureté mécanique sur les variations d'impédance [30].

L'évaluation de la profondeur de décarburation des aciers ayant une microstructure à base martensitique a été étudiée en utilisant l'analyse harmonique et l'émission de bruit de Barkhausen magnétique (MBN). Une enquête a été faite sur les propriétés magnétiques ainsi que sur les réponses complètes aux courants de Foucault des pièces d'acier décarburees. La

différence entre les propriétés magnétiques de la zone décarburée (avec un pourcentage plus élevé de microstructure de ferrite) et du noyau de l'échantillon (martensite) est à la base de la capacité de la méthode des courants de Foucault à déterminer la profondeur décarburée des tiges d'acier.

La décarburation d'une surface entraîne non seulement un changement de microstructure de la martensite à la ferrite, mais aussi une libération de la contrainte résiduelle inhérente à la formation de la martensite. Ainsi, l'hypothèse de fonctionnement est que la microstructure étudiée est relativement uniforme et que les différences de conductivité qui existent entre les différentes phases présentes dans la structure sont soit non pertinentes, soit mineures. Lorsque l'on mesure le degré de décarburation et son effet sur la teneur en perlite d'un acier, par exemple, on suppose que des traitements de normalisation similaires sur les échantillons placent la contrainte résiduelle à sa valeur minimale et, surtout, qu'ils sont similaires pour tous. Dans cette étude, il est rapporté que les sorties de courants de Foucault ne sont pas affectées par la taille des grains, car la taille moyenne des grains pour le cœur des échantillons d'acier est similaire. Ainsi, la variation de la teneur en ferrite-perlite est le principal facteur qui affecte les sorties de courants de Foucault (signaux d'impédance).

Si l'on souhaite connaître la contribution exacte d'une microstructure particulière sur la réponse des courants de Foucault, le problème devient nettement plus difficile. De telles études nécessitent non seulement une mesure de la réponse aux courants de Foucault, mais aussi un suivi attentif des changements microstructuraux qui peuvent se produire lors de tout traitement de surface.

De telles études détaillées nécessitent une expertise à la fois dans les méthodes d'essai par courants de Foucault et dans la connaissance de la microstructure des matériaux, ainsi que des techniques de caractérisation des matériaux, telles que la microscopie électronique à balayage et à transmission. Même dans le système Fe-C, très étudié, il n'existe aucune étude de ce type, car les systèmes multiphasés, dont la microstructure peut varier considérablement en fonction du traitement thermique, sont particulièrement difficiles à analyser.

II.5- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé quelques généralités sur le magnétisme et nous avons également présenté la classification des matériaux en fonction de leur comportement magnétique.

L'étude théorique exposée a permis de comprendre le principe des différentes méthodes de caractérisation qui relèvent les performances et le comportement des matériaux avant leur

utilisation industrielle. La connaissance précise des relations micro-structurelles et micro-magnétiques est d'une grande importance dans la recherche appliquée et joue un rôle crucial dans la modélisation de la structure des matériaux.

II.6- Références

- [1] J. Sievert, "The measurement of magnetic properties of electrical sheet steel – survey on methods and situation of standards," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 215-216, pp. 647–651, 2000, doi: 10.1016/S0304-8853(00)00251-1.
- [2] R. C. O'Handley, "Modern magnetic materials: Principles and applications." New York: J. Wiley, 2000.
- [3] M. Zergoug, "Caractérisation des matériaux par procédés magnétiques» Thèse de Doctorat Université de Houari BOUMEDIENE, 2004.
- [4] J. E. Lenz, "A review of magnetic sensors," *Proc. IEEE*, vol. 78, no. 6, pp. 973–989, 1990, doi: 10.1109/5.56910.
- [5] Cyr. Charles, "Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques," Thèse de Doctorat, Arts et Métiers ParisTech, 2008.
- [6] A. Miouat, "Identification- optimisation paramétrique et quantification des pertes dans les matériaux ferromagnétiques doux," Thèse de Doctorat, Université El Hadj Lakhder, Batna, 2003
- [7] A. Benabou, "Contribution à la caractérisation et à la modélisation de matériaux magnétiques en vue d'une implantation dans un code de calcul de champ" Thèse de Doctorat, Lille1, France, 2002.
- [8] A. Miouat, "Identification- optimisation paramétrique et quantification des pertes dans les matériaux ferromagnétiques doux," Université El Hadj Lakhder. Batna.
- [9] P. Höller, "Nondestructive analysis of structure and stresses by ultrasonic and micromagnetic methods," in *Nondestructive Characterization of Materials II*: Springer, Boston, MA, 1987, pp. 211–225.
- [10] E. Adler and H. Pfeiffer, "The influence of grain size and impurities on the magnetic properties of the soft magnetic alloy 47.5% NiFe," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 10, no. 2, pp. 172–174, 1974, doi: 10.1109/TMAG.1974.1058314.
- [11] B. Wolter, Y. Gabi, and C. Conrad, "Nondestructive Testing with 3MA—An Overview of Principles and Applications," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 6, p. 1068, 2019, doi: 10.3390/app9061068.
- [12] Y Gabi, "Modélisation FEM du système de contrôle non destructif 3MA en ligne de production des aciers dual phase" Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France 2012.

- [13] H. Pitsch, Die Entwicklung und Erprobung der Oberwellenanalyse im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke als neues Modul des 3MA-Ansatzes (Mikromagnetische Multiparameter Mikrostruktur- und Spannungsanalyse).
- [14] M. Pamplona, M. Kocher, R. Snethlage, and L. A. Barros, “Drilling resistance: overview and outlook,” *zdgg*, vol. 158, no. 3, pp. 665–679, 2007, doi: 10.1127/1860-1804/2007/0158-0665.
- [15] D. C. JM Mimoso, A new technique for using the DRMS in hard materials. Application to the study of the consolidation action, 2008.
- [16] D. Tabor, “The hardness of solids,” *Reviews of Physics in Technology*, vol. 1, no. 3, pp. 145–179, 1970, doi: 10.1088/0034-6683/1/3/i01.
- [17] H. Chandler, *Hardness Testing*, 2nd Edition: ASM International, 1999.
- [18] M. Yovanovich, “Micro and Macro Hardness Measurements, Correlations, and Contact Models,” in 44th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, Reston, Virginia, 2006.
- [19] M. P. Blodgett and P. B. Nagy, “Eddy Current Assessment of Near-Surface Residual Stress in Shot-Peened Nickel-Base Superalloys,” (in En;en), *Journal of Nondestructive Evaluation*, vol. 23, no. 3, pp. 107–123, 2004, doi: 10.1023/B:JONE.0000048866.40648.fe.
- [20] B. A. Abu-Nabah, F. Yu, W. T. Hassan, M. P. Blodgett, and P. B. Nagy, “Eddy current residual stress profiling in surface-treated engine alloys,” *Nondestructive Testing and Evaluation*, vol. 24, 1-2, pp. 209–232, 2009, doi: 10.1080/10589750802245280.
- [21] F. Yu and P. B. Nagy, “Simple analytical approximations for eddy current profiling of the near-surface residual stress in shot-peened metals,” *Journal of Applied Physics*, vol. 96, no. 2, pp. 1257–1266, 2004, doi: 10.1063/1.1762708.
- [22] Y. Shen, C. C. H. Lo, N. Nakagawa, and A. M. Frishman, “Residual Stress Profile Assessment by Eddy Current for Shot Peened Nickel Superalloy,” (in En;en), *J Nondestruct Eval*, vol. 29, no. 1, pp. 1–13, 2010, doi: 10.1007/s10921-009-0060-x.
- [23] E. Heyn O. B., “On Stresses in cold drawn metal,” *International Journal of Metallography* 1, 1911, 1911.
- [24] R. John, JM Larsen, DJ Buchanan, NE Ashbaugh, *Incorporating residual stresses in life prediction of turbine engine disks*, 2003.
- [25] M. Y. Al-Shorman, *Nondestructive residual strain measurement using high energy x-ray diffraction*: Iowa State University, 2008.
- [26] F. C. Campbell, *Elements of Metallurgy and Engineering Alloys*: ASM International, 2008.

- [27] Y. F. Al-Obaid, “A Rudimentary Analysis of Improving Fatigue Life of Metals by Shot-Peening,” *J. Appl. Mech*, vol. 57, no. 2, pp. 307–312, 1990, doi: 10.1115/1.2891990.
- [28] Y. Kudryavtsev, J Kleiman - International Institute of Welding, Measurement of residual stresses in welded elements and structures by ultrasonic method, 2010.
- [29] S. Kahrobaee, M. Kashefi, and A. Saheb Alam, “Magnetic NDT Technology for characterization of decarburizing depth,” *Surface and Coatings Technology*, vol. 205, no. 16, pp. 4083–4088, 2011, doi: 10.1016/j.surfcoat.2011.02.060.
- [30] C. Lo, A. M. Frishman, Y. Shen, and N. Nakagawa, “Self-calibrated Swept Frequency Eddy Current Measurements for Surface Characterization,” in *Electromagnetic Nondestructive Evaluation (XII)*: IOS Press, 2009, pp. 99–106.

III- Modélisation des dispositifs de CND par courants de Foucault	65
III.1- Introduction	65
III.2- Equations de base de l'électromagnétisme	65
III.2.1- Equations de Maxwell	66
III.2.2- Relations constitutives.....	66
III.2.3- Conditions de passage	67
III.2.4- Conditions aux limites.....	68
III.2.5- Hypothèses simplificatrices.....	69
III.3- Formulations électromagnétique 2D	69
III.3.1- Modèle magnétodynamique	69
III.3.2- Formulations utilisant le potentiel vecteur magnétique.....	69
III.3.3- Méthodes de résolution.....	71
III.3.3.1- Méthodes analytiques	71
III.3.3.2- Méthodes numériques.....	73
III.3.3.2.1- Méthode des éléments finis	74
III.3.3.2.2- Résolution en 2D	74
III.3.3.2.3- Logiciel de résolution (FLUX-2D).....	76
III.4- Méthodes semi-analytiques	78
III.4.1- Principe général	78
III.4.2- Formulation intégrale des équations.....	80
III.4.3- Système d'équations représentant la structure à caractériser.....	84
a- Equation intégrale dans la source à vide	85
b- Equation intégrale du capteur en présence d'une structure à contrôler..	86
III.5- Conclusion.....	87
III.6- References	88

III- Modélisation des dispositifs de CND par courants de Foucault

III.1- Introduction

Lors de la mise en œuvre d'un outil de contrôle non destructif par courants de Foucault, l'étude paramétrique expérimentale peut s'avérer difficile pour plusieurs raisons : non disponibilité d'échantillons de matière pour étalons, multiplicité du nombre d'essais et des échantillons ou encore coût de fabrication d'un prototype de test. Depuis l'avènement des ordinateurs et, compte tenu en particulier de l'augmentation de leur puissance de calcul, la simulation numérique commence à remplacer l'expérimentation directe trop coûteuse et longue à mettre en œuvre [1] ; celle-ci n'est plus, de nos jours, qu'un moyen de vérification et de validation des calculs effectués sur machine.

Par définition, un modèle est la conception d'un système mathématique qui obéit à certaines conditions de base dérivées des lois de la physique afin d'expliquer et de comprendre des systèmes physiques analogues. La valeur du modèle établi dépend de sa capacité à reproduire les mêmes réponses du système réel. Les phénomènes électromagnétiques et ceux liés aux contrôles non destructifs par courants de Foucault sont décrits par les équations de Maxwell.

La conception de modèles mathématiques n'est pas possible avant d'avoir expliqué l'interaction du champ électromagnétique avec le matériau sous tous ses aspects. Le cœur de la caractérisation des matériaux par ces processus électromagnétiques réside dans la capacité à résoudre ces équations de Maxwell. La résolution de ces équations a intéressé de nombreux scientifiques, la complexité de l'interaction du champ électromagnétique avec le matériau a limité les modèles capables de décrire ces phénomènes électromagnétiques à des cas très spécifiques. En effet, l'absence de modèles capables de décrire tous les phénomènes électromagnétiques est due à la nature des problèmes de champ, en particulier les applications CND tridimensionnelles, avec des équations différentielles partielles non linéaires avec des conditions aux limites assez complexes. Toutes ces complications ont conduit à l'apparition de différents types de modèles.

III.2- Equations de base de l'électromagnétisme

Pour décrire le comportement du champ électromagnétique dans le système modélisé, nous démarrons des quatre équations de Maxwell auxquelles nous associons les lois constitutives et les conditions de passage aux frontières.

III.2.1- Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell sont l'expression la plus généralisée des lois de l'électromagnétisme classique. Elles constituent le modèle général de description du comportement et des interactions des champs électriques et magnétiques, et de leurs sources respectives : charges et densités de courant, et traduisent l'interdépendance de ces quatre grandeurs.

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad \text{Maxwell-Gauss} \quad (\text{III.1})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad \text{Maxwell-Thomson} \quad (\text{III.2})$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Maxwell-Faraday} \quad (\text{III.3})$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{Maxwell-Ampère} \quad (\text{III.4})$$

ρ : La densité de charge volumique [C/m^3]

\vec{D} : Vecteur induction électrique [C/m^2].

\vec{E} : Vecteur champ électrique [V/m].

\vec{B} : Vecteur induction magnétique [T].

\vec{H} : Vecteur champ magnétique [A/m].

\vec{J} : Vecteur densité de courant [A/m^2].

III.2.2- Relations constitutives

Pour introduire l'interaction des champs avec la matière, on introduit les relations constitutives des milieux.

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad \text{Relation magnétique} \quad (\text{III.5})$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m] : Perméabilité magnétique du vide en [H/m].

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu. Pour un milieu amagnétique $\mu_r = 1$. Pour un milieu magnétique $\mu_r = \mu_r$

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad \text{Relation diélectrique} \quad (\text{III.6})$$

$\epsilon_0 = 1/\mu_0 C^2 = \frac{10^{-9}}{36}$ [F/m] : permittivité électrique du vide.

$C = 3.10^8$ m/s : Vitesse de la lumière.

ϵ_r : Permittivité relative du milieu considéré en [F/m],

Dans les milieux conducteurs, la densité de courant de conduction est reliée au champ électrique par la loi d'Ohm :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad \text{Relation électrique (Loi locale d'Ohm)} \quad (\text{III.7})$$

σ [S/m] : Conductivité électrique du matériau.

Ces équations 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 découplent alors, en donnant naissance à des modèles plus simples

III.2.3- Conditions de passage

Dans la plupart des problèmes d'électromagnétisme, plusieurs milieux avec des propriétés physiques différentes sont présents. Il faut donc savoir comment réagissent les champs lors du passage d'un milieu à un autre. Il est possible de déduire, à partir des équations de Maxwell, les relations entre les composantes normales et tangentielles de ces champs de part et d'autre de l'interface. La figure III.1 représente deux milieux homogènes séparés par une interface Σ (porteuse d'une densité de courant linéique J_s (Am^{-1})).

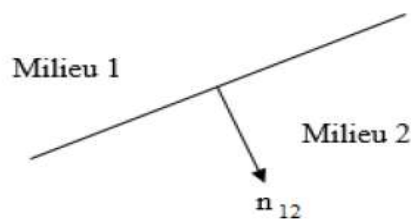


Figure III.1- Deux milieux homogènes séparés par une interface Σ

Les conditions de transmission des champs à l'interface Σ sont définies par les équations suivantes :

$$n \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = j_s \quad (\text{III.8})$$

Conservation de la composante normale du vecteur inducteur magnétique \vec{B}

$$n \cdot (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad (\text{III.9})$$

Conservation de la composante tangentielle du vecteur champ électrique \vec{E}

$$n \times (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = 0 \quad (\text{III.10})$$

La composante normale du vecteur déplacement électrique \vec{D} n'est pas continue en présence de charges superficielles ρ_s .

$$n \cdot (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \rho_s \quad (\text{III.11})$$

n : Vecteur normal à la surface de séparation entre les deux milieux.

J_s : densité des courants surfaciques.

III.2.4- Conditions aux limites

Pour une résolution par la méthode des éléments finis le domaine d'étude est généralement borné. Pour assurer l'unicité de la solution, des conditions aux limites sont indispensables.

La figure III.2 représente la géométrie d'un problème typique de CND par CF. Le domaine d'étude comprend l'air, la bobine (Ω_{t0}) et un milieu conducteur (Ω_c) parcouru par une densité de courants induits j_i . La bobine est modélisée par un milieu non conducteur parcouru par une densité de courant source j_0 . La frontière Γ du domaine d'étude, Ω est décomposée en deux régions Γ_e et Γ_h telles que $\Gamma = \Gamma_e \cup \Gamma_h$. Ces deux frontières sont déterminées en fonction de la configuration

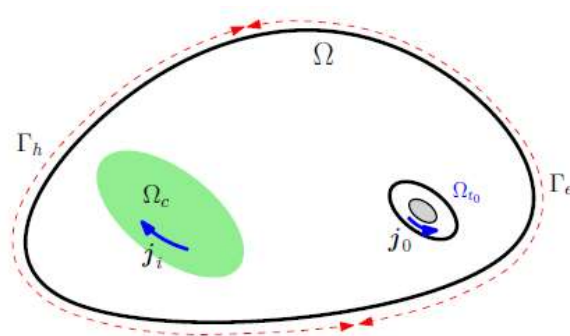


Figure III.2- Conditions aux limites

Les conditions $n \times \vec{E} = 0$ et $n \times \vec{H} = 0$ sont imposées respectivement sur Γ_e et Γ_h :

III.2.5- Hypothèses simplificatrices

La plupart des travaux accomplis jusqu'à présent dans le domaine du calcul des champs et des courants de Foucault pour les systèmes électromagnétiques, sont fondés sur les hypothèses suivantes :

- Les applications de CND par CF que nous envisageons de modéliser se placent dans le cadre de la magnétodynamique à des fréquences de l'ordre 1 MHz en régime quasi-stationnaire, et en conséquence le courant de déplacement est négligeable $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ devant le courant de conduction (Approximation des Régimes Quasi Stationnaires ARQS).
- Une densité volumique de charge nulle ($\rho = 0$)

Avec ces hypothèses, les équations à résoudre sont :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = 0 \quad (\text{III.12})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{III.13})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.14})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{III.15})$$

III.3- Formulations électromagnétique 2D

III.3.1- Modèle magnétodynamique

La mise en œuvre d'un outil éléments finis nécessite le choix d'une formulation basée sur une grandeur caractéristique et en association avec les relations constitutives, les relations de passage, les conditions aux limites. On entend par formulation le choix des variables inconnues et leur mise en équation. On préfère souvent exprimer les champs électrique et magnétique en fonction des potentiels. En effet, dans [2] ont montré que le système obtenu en prenant comme inconnues les champs (E, H) converge moins bien que si on travaille avec des potentiels.

Différentes formulations électromagnétiques ont été élaborées dans la littérature pour résoudre ces équations, on cite :

III.3.2- Formulations utilisant le potentiel vecteur magnétique

Dans le cas des systèmes axisymétriques, traités en coordonnées cylindriques le potentiel vecteur magnétique \vec{A} , est généralement utilisé comme variable d'état ou le champ électrique

car ils n'ont qu'une composante orthogonale au plan de l'étude. Cette composante est dans la direction angulaire et elle ne dépend que de r et z

L'équation électromagnétique 2D sera recherchée pour un système électromagnétique comprenant un inducteur, un milieu induit et l'air environnant.

L'équation (III.13) permet de déduire qu'il existe un potentiel vecteur magnétique A tel que :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (\text{III.16})$$

En remplaçant l'équation (III.16) dans (III.14) on obtient :

$$\vec{\nabla} \times \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{III.17})$$

A partir de cette relation, on peut définir un potentiel scalaire électrique V tel que

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{\nabla} V \quad (\text{III.18})$$

D'où :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \vec{\nabla} V \quad (\text{III.19})$$

En rassemblant les équations (III.15) et (III.16), on peut aboutir à la relation suivante :

$$\vec{\nabla} \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right) = \vec{j} \quad (\text{III.20})$$

Si on introduit (III.19) dans (III.5) on aura :

$$\vec{j} = \sigma \left(-\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \vec{\nabla} V \right) \quad (\text{III.21})$$

Ce qui donne l'expression de la densité de courant de conduction suivante :

$$\vec{J} = -\sigma \vec{\nabla} V - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{III.22})$$

Finalement, on arrive à l'équation électromagnétique 2D en termes de potentiel vecteur magnétique \vec{A} pour un milieu de perméabilité magnétique μ , alimenté par une densité de courant J_s :

$$\vec{\nabla} \times \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (\text{III.23})$$

III.3.3- Méthodes de résolution

On peut envisager de résoudre les équations de Maxwell :

- De manière analytique [3] ; celle-ci est limitée à quelques cas particuliers de géométries simples (structures 2D plan ou axisymétriques).
- De manière numérique où nous distinguons les différences finies, les éléments finis et les équations intégrales de frontière. La méthode des éléments finis (MEF) sera utilisée lorsque l'excitation s'effectue à basse ou moyenne fréquence (la profondeur de pénétration standard n'est pas négligeable devant les autres dimensions). La méthode des équations intégrales de frontière ne peut s'appliquer que si les courants de Foucault se développent sur une profondeur qui peut être considérée comme négligeable.

III.3.3.1- Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques permettent de modéliser des configurations simples. A titre d'exemple, nous pouvons citer les travaux de Dodd *et al.* Qui ont proposé des solutions directes des équations différentielles par la méthode de séparation des variables. Parmi ces travaux, nous citerons :

- Une bobine à air de section rectangulaire située au-dessus de deux couches métalliques parallèles de matériaux différents.
- Une bobine de section rectangulaire encerclant deux cylindres métalliques concentriques [3].

Depuis, plusieurs configurations ont été traitées, mais restent limitées à des géométries simples en raison de la complexité de la résolution des équations de Maxwell.

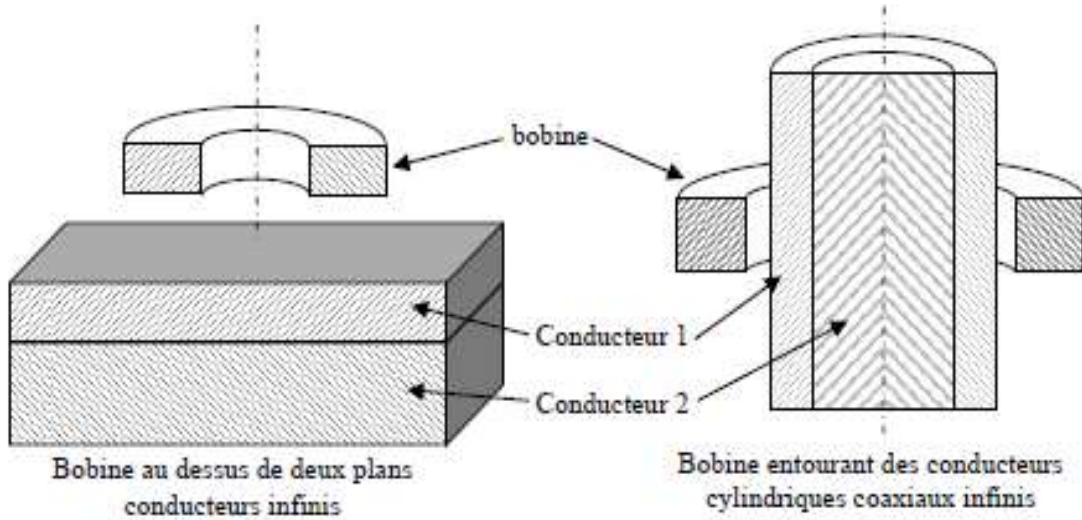


Figure III.3- Géométrie traitée dans les travaux de Dodd et al

Le travail de Dodd et *al.* Consiste essentiellement à résoudre l'équation :

$$\nabla(\nabla A) - \nabla^2 A = -\mu\sigma \frac{\partial A}{\partial t} + \mu J_s \quad (\text{III.24})$$

Où : A est le potentiel vecteur magnétique et J_s la densité de courant d'excitation.

Le problème étant supposé à symétrie axiale, il est plus confortable de travailler dans un repère de coordonnées cylindriques. Aussi grâce à cette axisymétrie, le potentiel vecteur magnétique A et la densité de courant J_s peuvent s'écrire :

$$\vec{A} = A(r, z)\vec{e}_\theta \quad (\text{III.25})$$

$$\vec{J}_s = J_s(r, z)\vec{e}_\theta \quad (\text{III.26})$$

En choisissant une condition de jauge convenable telle que $\nabla A = 0$ et en considérant un courant d'excitation sinusoïdal, nous pouvons écrire l'équation (II.24) comme suit :

$$\frac{\partial^2 A(r, z)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A(r, z)}{\partial r} + \frac{\partial^2 A(r, z)}{\partial z^2} - \frac{A(r, z)}{r^2} = -\mu J(r, z) + j\omega\mu\sigma A(r, z) \quad (\text{III.27})$$

La résolution du problème a permis de dériver les formules du potentiel vecteur magnétique A dans toutes les régions de l'espace, ce qui rend ensuite possible le calcul de certaines grandeurs physiques (tensions induites, impédance de la bobine, densité de courants

de Foucault dans la cible, forces engendrées, etc.). Dans le travail de Dodd *et al*, aucune hypothèse simplificatrice n'a été faite en dehors du caractère axisymétrique du problème. Les modèles proposés donnent des prédictions qui correspondent très bien aux valeurs mesurées expérimentalement, ils ont une grande importance en pratique.

Cependant, il est difficile en général d'introduire les conditions aux limites d'une géométrie complexe dans une formulation différentielle. D'autre part, les équations aux dérivées partielles peuvent avoir plusieurs solutions, la recherche de la solution particulière qui satisfait les conditions aux limites d'un problème donné est parfois laborieuse.

III.3.3.2- 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 d'intégrales de frontières, la méthode d'intégrales de volumes, la méthode des volumes finis et la méthode des éléments finis [4].

La méthode des différences finies, historiquement la première, consiste à discrétiser le domaine étudié en un réseau à mailles rectangulaires et à remplacer les opérateurs différentiels par des opérateurs de différences. Si cette méthode est simple à programmer, elle nécessite un maillage qui s'adapte mal aux géométries complexes.

La méthode d'intégrales de frontières repose sur une méthode intégrale. 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. Leur obtention est la condition essentielle qui fera que cette méthode sera applicable ou non suivant le problème étudié.

La méthode d'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 [5].

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 des volumes finis utilise, comme la méthode des éléments finis, des approximations d'intégrales. Toutefois, la méthode des éléments finis utilise une formulation variationnelle de l'équation à résoudre, tandis que la méthode des 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.

III.3.3.2.1- Méthode des éléments finis

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 pouvant contenir des matériaux hétérogènes. 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. Enfin, sur le plan informatique, la méthode des éléments finis conduit à l'écriture de codes de calcul généraux. La plupart des codes de calcul disponibles (Flux 2D et 3D, Maxwell 2D et 3D, ANSYS, etc.) sont basés sur cette méthode.

III.3.3.2.2- Résolution en 2D

Certains problèmes peuvent se simplifier lorsqu'il y a invariance des variables d'état suivant une direction. Nous nous ramenons :

- Soit à un problème plan : nous utilisons alors un repère cartésien (x,y,z) . Si nous avons l'invariance suivant l'axe z par exemple, les grandeurs ne dépendent plus que de x et y .
- Soit à un problème axisymétrique : nous utilisons un repère cylindrique (r,θ,z) . Si nous avons l'invariance suivant θ , les grandeurs ne dépendent plus que de r et z .

Lorsque B (donc H) n'a que deux composantes, nous utiliserons la formulation en potentiel vecteur A . En effet, pour un problème plan B n'a que deux composantes (B_x, B_y) qui ne dépendent que de x et y . Alors A n'a qu'une composante A_z ne dépendant que de x et y . De plus, la densité de courant n'a qu'une composante suivant z .

Pour un problème axisymétrique, B n'a que deux composantes ($B_r, 0, B_z$) qui ne dépendent que de r et z . A n'a qu'une seule composante A_θ ne dépendant que de r et z . De plus, la densité de courant n'a qu'une seule composante suivant θ . Dans ces conditions, l'équation III.23 devient :

$$\frac{1}{\mu} \Delta A - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = -J_s \quad (\text{III.28})$$

En effet, pour ce type de problème, nous avons $\nabla V = 0$. C'est l'équation classique dite de la magnétodynamique. Les courants de Foucault ont alors pour expression :

$$J_{cf} = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} \quad (\text{III.29})$$

- Pour un problème plan :

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) A_z - \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = -J_s \quad (\text{III.30})$$

- En magnétostatique l'équation (III.30) devient :

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) A_z = -J_s \quad (\text{III.31})$$

- Cas harmonique sinusoïdal

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) A_z - j\omega\sigma A_z = -J_s \quad (\text{III.32})$$

- Pour un problème axisymétrique :

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{\partial}{r\partial r} - \frac{1}{r^2} \right) A_\theta - \sigma \frac{\partial A_\theta}{\partial t} = -J_s \quad (\text{III.33})$$

L'équation (III.33) concerne le cas d'un phénomène transitoire, elle peut aussi se décliner pour représenter d'autres phénomènes physiques comme :

- Cas magnétostatique

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{\partial}{r \partial r} - \frac{1}{r^2} \right) A_\theta = -J_s \quad (\text{III.34})$$

- Cas harmonique sinusoïdal :

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{\partial}{r \partial r} - \frac{1}{r^2} \right) A_\theta - j\omega\sigma A_\theta = -J_s \quad (\text{III.35})$$

Dans la première partie de notre étude (décrite au chapitre IV ci-dessous) nous avons utilisé le logiciel FLUX-2D pour modéliser le système étudié.

III.3.3.2.3- Logiciel de résolution (FLUX-2D)

Les logiciels à éléments finis modernes sont souvent à structure modulaire où les différentes étapes de résolution sont séquentiellement exécutées :

- Introduction des données géométriques et des propriétés physiques.
- Maillage.
- Résolution.
- Exploitation des résultats.

Sont séquentiellement exécutées.

Les modules associés à ces tâches doivent pouvoir être séparément accessibles. Ainsi, une géométrie discrétisée pourra servir à traiter plusieurs cas où seules les sources d'excitation ou les conditions aux limites sont modifiées. Lors d'une optimisation de formes, l'utilisateur doit également pouvoir faire varier un paramètre géométrique sans devoir refaire le maillage ou réintroduire les conditions aux limites.

Le logiciel Flux-2D est un logiciel de modélisation par éléments finis qui prend en compte les phénomènes magnétiques et thermiques et permet des régimes évolutifs. Nous ne détaillerons pas son fonctionnement car il existe des tutoriels très bien conçus et ce n'est pas le but [6].

Le logiciel permet le calcul et la visualisation de grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution avec des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. Il s'agit d'un logiciel complet qui a l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits [7].

La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés :

- **Module pré-processeur**

Il Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinies (PROPHY) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

- **Module processeur**

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (SOLVER_2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

- **Module post-processeur de Flux-2D (PostPro_2D)**

Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

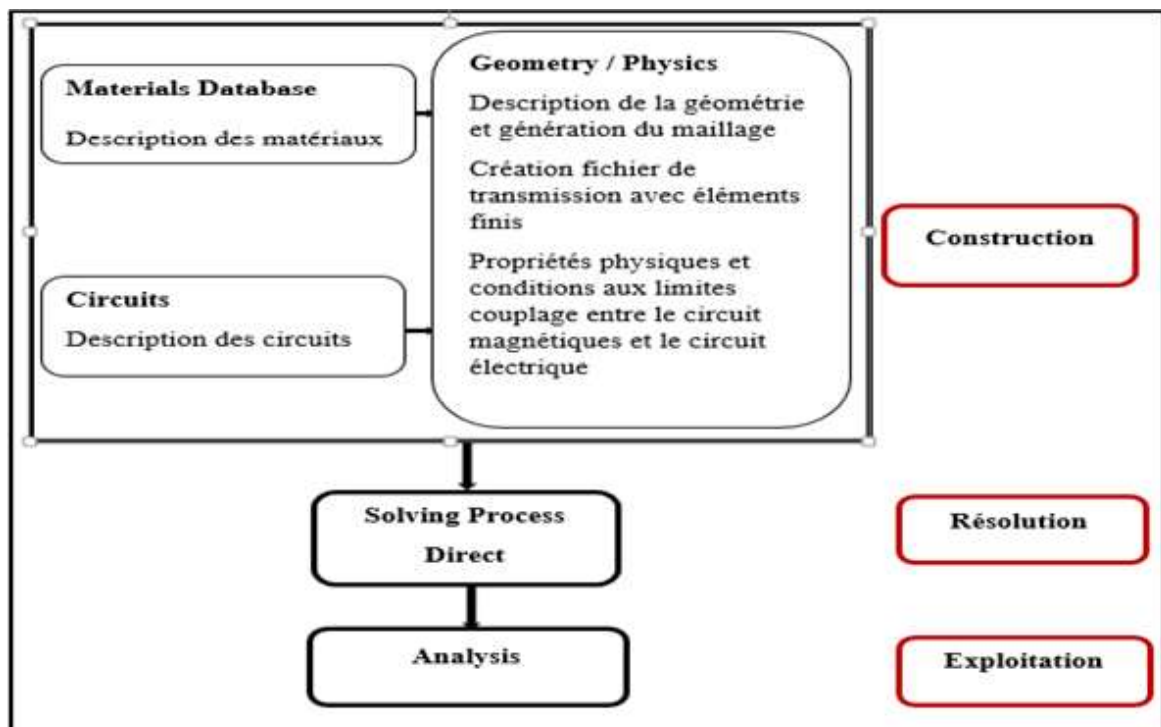


Figure III.4- Enchaînement des programmes de Flux 2D

III.4- Méthodes semi-analytiques

Ce sont des méthodes mixtes, qui sont une combinaison de méthodes analytiques couplées à des méthodes numériques. Ces méthodes ne sont appliquées que pour résoudre certains types de problèmes. Cette approche permet d'obtenir des expressions analytiques faciles à résoudre et de réduire le temps de simulation tout en ayant des résultats assez proches de la réalité.

Le modèle développé sur la base de circuits couplés est proposé dans le domaine du chauffage par induction par Delage et Ernest [8]. L'inducteur et la charge sont discrétisés en spires concentriques à l'intérieur desquelles la densité de courant est supposée constante. L'ensemble ainsi défini forme un réseau de résistances, d'inductances et de mutuelles couplées qui est représenté par un système d'équations analytiques.

La résolution numérique de ce système permet à partir de la valeur de la différence de potentiel aux bornes de la bobine de fournir la répartition de la densité de courant dans l'ensemble du système. On peut ainsi connaître la valeur de l'impédance de la bobine, puis évaluer la puissance injectée dans la charge. Cette méthode a été appliquée pour la première fois dans le domaine du contrôle non destructif par courant de Foucault par Maouche [9], [10], [11], [12] et par la suite par Mohellebi et Bouali [13], [14].

Pour la simulation du contrôle non destructif, nous avons choisi d'utiliser la méthode des grandeurs électromagnétiques couplées pour la caractérisation d'un matériau conducteur et ferromagnétique qui sera abordé dans la 2^{ème} partie du 4^{ème} chapitre.

III.4.1- Principe général

Nous considérons la configuration particulière des dispositifs de contrôle non destructif dont l'inducteur spiral face à une pièce plane (Figure III.5.a) ou une forme cylindrique (Figure III.5.b). En négligeant la forme hélicoïdale des spires inductrices, le problème devient bidimensionnel, car il possède une symétrie de révolution. Dans une configuration axisymétrique (coordonnées cylindriques (r, θ, z)), la formulation utilisant le potentiel vecteur offre l'intérêt suivant : Lorsque le courant d'excitation est orienté suivant la direction θ , le système présente une seule inconnue celle de la composante azimutale suivant l'axe $\theta (A_\theta)$ du vecteur \mathbf{A} . Dans une telle configuration, les courants sont perpendiculaires au plan d'étude.

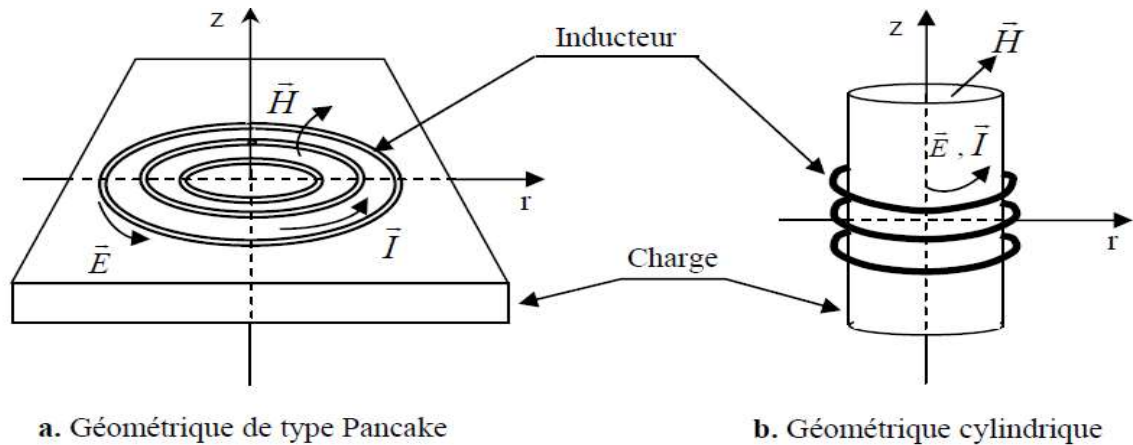


Figure III.5- Dispositifs d'étude

Comme le vecteur \mathbf{A} est confondu avec sa composante ortho-radiale, sa divergence est donc intrinsèquement nulle, alors la condition de jauge est vérifiée implicitement. Si on est dans le domaine complexe (sources sinusoïdales) et en considérant A et J comme des grandeurs scalaires, les équations (III.20) et (III.21) se réduisent alors à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{div}(\overrightarrow{\text{grad}}A) = -\mu J \quad (\text{a}) \\ \vec{J} = -\sigma(j\omega A + \overrightarrow{\text{grad}}V) \quad (\text{b}) \end{array} \right. \quad (\text{III.36})$$

La méthode des circuits couplés est basée sur la résolution analytique de l'équation (III.36.a) par l'intermédiaire de la loi de Biot et Savart. Cette résolution nous donne l'expression analytique du potentiel vecteur magnétique qui sera injectée dans l'équation (III.36.b). Par discrétisation, on subdivise le capteur et la pièce en spires élémentaires coaxiales. Ces spires peuvent être de taille identique ou différente. Chacune des spires constitue un élément du circuit qui est représenté par sa résistance électrique et son inductance. L'ensemble de ces éléments constitue un système couplé en série ou en parallèle.

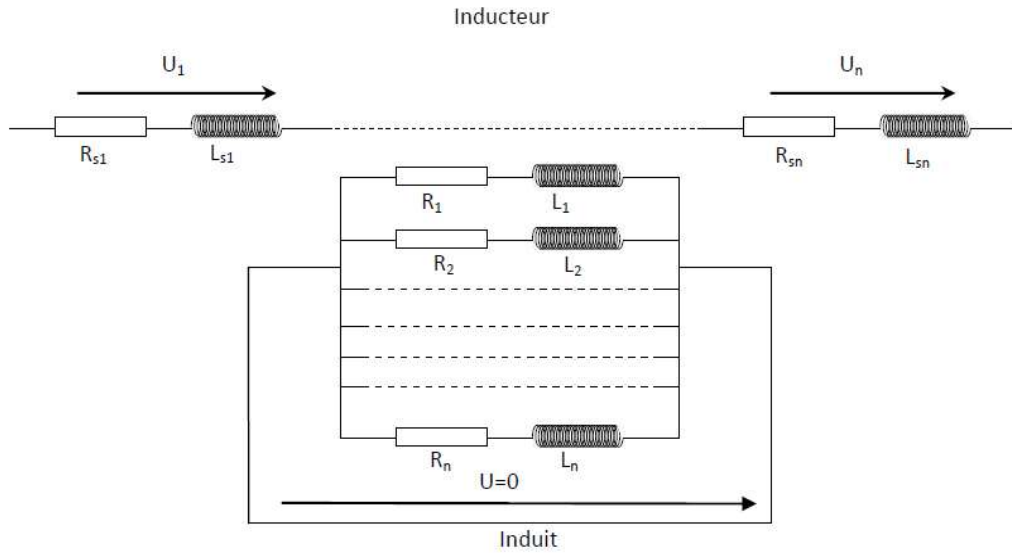


Figure III.6- Schéma équivalent du système étudié

Notons que les capteurs utilisés dans le CND-CF sont de plus en plus miniaturisés pour atteindre les endroits difficiles d'accès. Pour cette raison, la section du fil utilisé pour le bobinage est très fine. La subdivision des spires du capteur en spires élémentaires n'est pas recommandée ; ce qui simplifie considérablement le schéma équivalent figure III.6. L'application des lois fondamentales de Kirchhoff, nous permet d'aboutir à des expressions analytiques de l'impédance ou de la tension induite.

III.4.2- Formulation intégrale des équations

Soient deux points de l'espace p et q tels que p est le récepteur et q l'émetteur. Nous allons réécrire le système simplifié (III.20) (III.21) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A}(p, q) \right) = \vec{J}(q) \quad (a) \\ \vec{J}(p) = -\sigma(p) \left(\frac{\partial \vec{A}(p, q)}{\partial t} + \overrightarrow{grad} V(p) \right) \quad (b) \end{array} \right. \quad (III.37)$$

Nous définissons $A(p,q)$ comme étant le potentiel vecteur magnétique inconnu au point p engendré par le point q de la source.

$J(p)$ est la densité de courant au point p de la charge et $J(q)$ est la densité de courant au point q de la source.

L'équation (III.37.a) représente la génération du potentiel vecteur $A(p,q)$ par la densité de courant source $J(q)$.

Cependant, l'équation (III.37.b) la densité de courant $J(p)$ par la variation temporelle du potentiel vecteur magnétique et la variation spatiale du potentiel scalaire électrique.

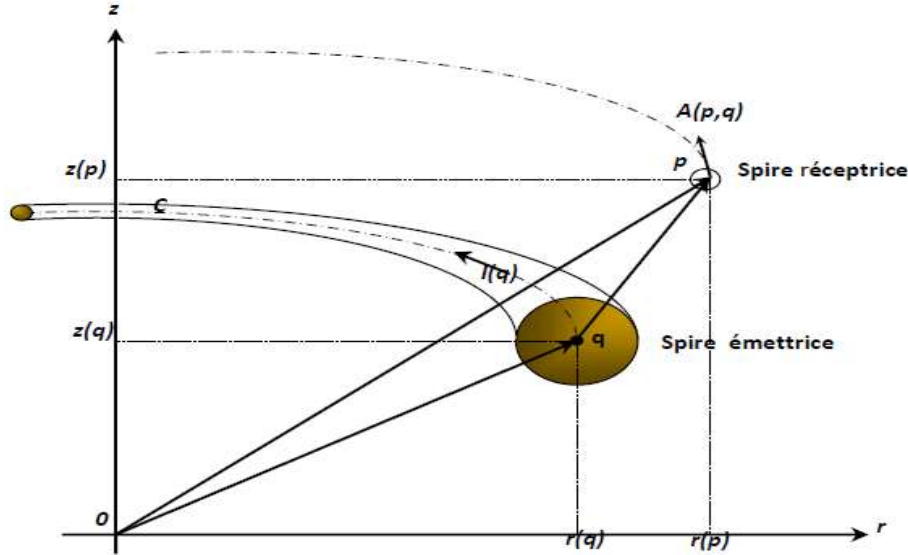


Figure III.7- Configuration des spires élémentaires

La résolution de l'équation (III.37.a) par une transformation de Fourier permet d'aboutir à la formule de Biot et Savart du potentiel vecteur magnétique suivante :

$$\vec{A}(p, q) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_v \frac{\vec{J}(p, q)}{|\vec{oq} - \vec{op}|} dv \quad (\text{III.38})$$

Nous indiquons que les deux points p et q peuvent être de deux domaines différents comme ils peuvent appartenir au même milieu.

Donc, le potentiel est calculé au point récepteur $p(r,z)$, mais créé par une spire de section $s(q)$, de centre $q(r,z)$, de contour C et parcourue par une densité de courant $J(q)$.

$$\vec{A}(p, q) = A_\theta(p, q) \vec{e}_\theta = \frac{\mu_0}{4\pi} I(q) \int_c \frac{d\vec{l}}{|\vec{op} - \vec{oq}|} \quad (\text{III.39})$$

En développant l'intégrale de l'équation (III.39) sur le contour de la spire q relativement au point p (voir Annexe A2 de [9]), on obtient l'expression du potentiel en fonction des intégrales elliptiques [15].

$$A(p) = \frac{\mu_0}{2\pi} G(p, q) I(q) \quad (\text{III.40})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} G(p, q) = \sqrt{\frac{r(q)}{r(p)}} E[k(p, q)] \quad (\text{a}) \\ E[k(p, q)] = \frac{(2 - k^2)E_1(k) - 2E_2(k)}{k} \quad (\text{b}) \\ k(p, q) = \sqrt{\frac{4r(p)r(q)}{[r(p)r(q)]^2 + [z(p)z(q)]^2}} \quad (\text{c}) \end{array} \right. \quad (\text{III.41})$$

$E_1(k)$ et $E_2(k)$ sont respectivement des fonctions elliptiques de première et de seconde espèce de Legendre [12].

$r(p)$ et $r(q)$ sont respectivement les rayons des points émetteur et récepteur. $z(p)$ et $z(q)$ sont leurs hauteurs respectives.

L'expression générale du gradient de potentiel en coordonnées cylindrique est la suivante :

$$\overrightarrow{\text{grad}}V(p) = \frac{\partial V}{\partial r} \vec{e}_r + \frac{1}{r(p)} \frac{\partial V}{\partial \theta} \vec{e}_\theta \quad (\text{III.42})$$

Comme la circulation du courant se fait le long du périmètre moyen de la spire, la composante du gradient de potentiel selon l'axe radial et axial est nulle ($\frac{\partial V}{\partial r} = 0, \frac{\partial V}{\partial z} = 0$), figure III.8. Ce qui nous amène à donner l'expression du gradient du potentiel électrique par :

$$\overrightarrow{\text{grad}}V(p) = \frac{1}{r(p)} \frac{\partial V}{\partial \theta} \vec{e}_\theta \quad (\text{III.43})$$

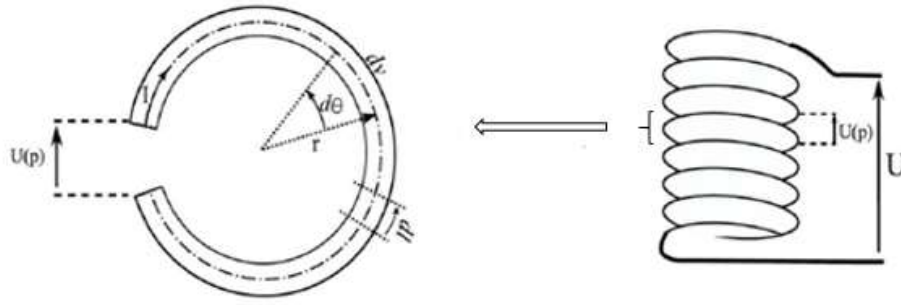


Figure III.8- Représentation d'une spire élémentaire

Or tout le long du périmètre moyen, le courant est le même. En notant $u(p)$ la tension appliquée aux bornes de la spire, on peut donc écrire :

$$\int_{u(p)}^0 dV(p) = (\overrightarrow{grad}V(p) \cdot \vec{e}_\theta) r(p) \int_0^{2\pi} d\theta \quad (\text{III.43})$$

$$u(p) = -2\pi r(p) \overrightarrow{grad}V(p) \cdot \vec{e}_\theta \quad (\text{III.44})$$

Ceci nous permet de dire que la variation spatiale du potentiel électrique scalaire est exprimée en fonction de la tension appliquée ou induite $u(p)$ aux bornes de la spire comme suit :

$$\overrightarrow{grad}V(p) \cdot \vec{e}_\theta = \frac{u(p)}{2\pi r(p)} \quad (\text{III.45})$$

En injectant la formulation du potentiel vecteur magnétique (III.40) ainsi que celle du potentiel scalaire électrique (III.45) dans l'équation (III.37.b), nous arrivons à exprimer l'équation électromagnétique élémentaire dans une spire en fonction de la densité de courant et de la tension du point source q et charge p [16]:

$$\frac{2\pi r(p)}{\sigma(p)} J(p) + \mu_0 r(p) G(p, q) \frac{dI(q)}{dt} = u(p) \quad (\text{III.46})$$

A partir de cette équation, nous pouvons mettre en évidence, la génération d'une densité de courant $J(p)$ en un point quelconque p par la tension constante $u(p)$ appliquée en ce point et par la variation temporelle de l'intensité d'un courant se trouvant au point q .

Dans un cas général, le potentiel vecteur magnétique en un point p est créé par la somme de toutes les densités de courant se trouvant au voisinage. Donc, nous pouvons intégrer toutes les densités de courant appartenant au domaine Ω en utilisant l'expression (III.40) comme suit :

$$A(p, q) = \frac{\mu_0}{2\pi} \iint_{\Omega} G(p, q) J(q) d\Omega \quad (\text{III.47})$$

En couplant cette dernière équation avec (III.46), nous obtenons :

$$\frac{2\pi r(p)}{\sigma(p)} J(p) + \mu_0 r(p) \iint_{\Omega} G(p, q) \frac{dJ(q)}{dt} d\Omega = u(p) \quad (\text{III.48})$$

Et si l'excitation est sinusoïdale, alors l'opérateur $\frac{d}{dt}$ peut être remplacé par $j\omega$; ce qui nous conduit à écrire :

$$\frac{2\pi r(p)}{\sigma(p)} J(p) + j\omega \mu_0 r(p) \iint_{\Omega} G(p, q) J(q) d\Omega = u(p) \quad (\text{III.49})$$

Cette équation est la formule intégrale généralisée des circuits électromagnétiques couplés (MCEMC).

III.4.3- Système d'équations représentant la structure à caractériser

Le système étant à symétrie de révolution, le domaine de résolution se réduit à la moitié du dispositif (voir la figure III.9). Le capteur comporte deux bobines, l'une excitatrice et l'autre réceptrice. Le domaine Ω_e représente la section transversale de la bobine excitatrice du capteur. Il est constitué de « N_e » éléments représentant les spires élémentaires disposées en séries, Le domaine Ω_r représente la section de la coupe de la bobine réceptrice du capteur. Il est constitué de « N_r » éléments représentant les spires élémentaires.

L'échantillon de domaine Ω_a est subdivisé en nombres de tours N_a . Il représente une répartition continue de spires disposées en parallèles (son schéma électrique équivalent est un circuit fermé).

La profondeur de peau est prise en compte car le matériau à étudier peut avoir des propriétés de conducteur ou de conducteur magnétique. De plus, la profondeur de peau doit avoir une dimension caractéristique comparable. Ceci explique pourquoi l'échantillon et les bobines sont subdivisés.

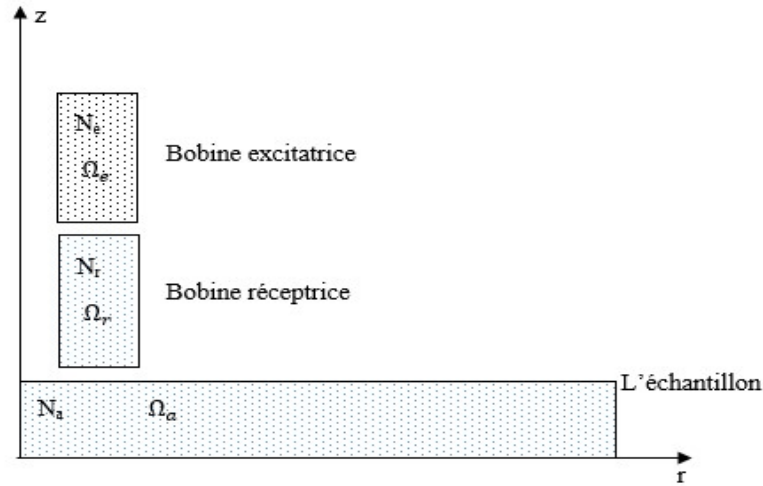


Figure III.9- Système électromagnétique (source + charge)

a- Equation intégrale dans la source à vide

Chaque élément de la bobine d'excitation est soumis à une tension élémentaire $u_e(p)$ et traversé par une densité de courant élémentaire $J_e(p)$ avec δ_e est l'épaisseur de peau électromagnétique.

$$\frac{2\pi r_e(p)}{\sigma_e(p)} J_e(p) + \frac{2j r_e(p)}{\sigma_e(p) \delta_e^2} \left[\iint_{\Omega_e} G_{ee}(p, q) J_e(q) d\Omega_e \right] = u_e(p) \quad (\text{III.50})$$

$$G_{ee}(k(p, q)) = \sqrt{\frac{r_e(q)}{r_e(p)}} E(k(p, q)) \quad (\text{III.51})$$

$$\delta_e = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma_e \mu_0 \mu_r}}$$

L'indice « e » représente la bobine excitatrice.

G_{ee} : est une fonction des coordonnées des points p et q de la bobine excitatrice donnée par [9]

$E(k)$: est une expression des fonctions elliptiques.

Notons que la bobine réceptrice est en circuit ouvert, aucun courant ne peut donc y circuler. Dans ce cas, nous pouvons déduire que la présence de la bobine réceptrice n'influe ni sur le courant de la source ni sur les courants induits dans la pièce. Le matériau de la bobine réceptrice est le même que celui de la source de conductivité σ_s . En appliquant l'équation (II.32) pour une spire en circuit ouvert, nous obtenons :

$$u_r(m) = \frac{2j r_r(m)}{\sigma_r \delta_r^2} \left[\iint_{\Omega_e} G_{re}(m, q) J_e(q) d\Omega_e \right] \quad (\text{III.52})$$

G_{re} : fonction de coordonnées relatives entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice

$$G_{re}(m, q) = \sqrt{\frac{r_e(q)}{r_r(m)}} E(k(m, q)) \quad (\text{III.53})$$

b- Equation intégrale du capteur en présence d'une structure à contrôler

Pour définir l'équation du capteur avec la charge en son voisinage, il est important de rajouter l'effet des courants induits dans la pièce à évaluer, la tension induite dans la charge est nulle. Chaque spire fictive de la pièce est modélisée par une équation intégrale qui englobe l'effet de la spire en question sur elle-même ainsi que les effets des autres spires élémentaires fictives de la pièce sans oublier de rajouter l'effet des spires réelles de la source

$$\begin{aligned} \frac{2\pi r_e(p)}{\sigma_e(p)} J_e(p) + \frac{2j r_e(p)}{\sigma_e(p) \delta_e^2} \left[\iint_{\Omega_e} G_{ee}(p, q_e) J_e(q) d\Omega_e + G_{ea}(p, q) J_a(q_a) d\Omega_a \right] \\ = u_e(p) \end{aligned} \quad (\text{III.54})$$

L'expression de G_{ea} est une fonction des coordonnées de points p et q_a :

L'indice « a » représente la pièce (charge).

$$G_{ea}(k(p, q)) = \sqrt{\frac{r_a(q_a)}{r_e(p)}} E(k(p, q)) \quad (\text{III.55})$$

L'expression dans la charge :

$$\pi J_a(p) + \frac{j}{\delta_a^2} \left[\iint_{\Omega} G_{aa}(p, q) J_a(q_a) d\Omega_a + \iint_{\Omega} G_{ae}(p, q) J_e(q_e) d\Omega_e \right] = 0 \quad (\text{III.56})$$

$$G_{ae}(k(p, q)) = \sqrt{\frac{r_e(q_e)}{r_a(p)}} E(k(p, q)) \quad \text{avec } \overline{p} = 1. N_a \quad (\text{III.57})$$

III.5- Conclusion

Les équations de Maxwell et les lois de comportement des milieux permettent avec un raisonnement judicieux de conduire à une modélisation des phénomènes électromagnétiques sous forme d'équations aux dérivées partielles. Ces équations peuvent être résolues de différentes manières.

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à deux méthodes différentes : numérique et semi-analytique qui sont respectivement la méthode des éléments finis et la méthode des champs électromagnétiques couplés.

Dans les deux méthodes nous avons réduit les équations de Maxwell à deux équations exprimant le couplage entre le potentiel vecteur magnétique et la densité de courant électrique et nous avons présenté les différentes étapes de la résolution. Dans le prochain chapitre, nous aborderons la configuration matricielle du CND par courants de Foucault.

III.6- References

- [1] B. Helifa, A. Oulhadj, A. Benbelghit, I. K. Lefkaier, F. Boubenider, and D. Boutassouna, "Detection and measurement of surface cracks in ferromagnetic materials using eddy current testing," *NDT & E International*, vol. 39, no. 5, pp. 384–390, 2006, doi: 10.1016/j.ndteint.2005.11.004.
- [2] Z. Ren, "Solving 3-D eddy current problem containing thin cracks using dual formulations and shell elements," *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, vol. 146, no. 1, pp. 9–14, 1999, doi: 10.1049/ip-smt:19990005.
- [3] C. V. Dodd and W. E. Deeds, "Analytical Solutions to Eddy-Current Probe-Coil Problems," *Journal of Applied Physics*, vol. 39, no. 6, pp. 2829–2838, 1968, doi: 10.1063/1.1656680.
- [4] A.Zaoui, "Contribution à la modélisation du CND par matrice de capteurs à courants de Foucault" Thèse de Doctorat en cotutelle École Militaire Polytechnique Alger (Algérie) et Université de Nantes, France 2008.
- [5] M.Bensetti, "Etude et modélisation de capteurs destinés au contrôle non destructif par courants de Foucault: mise en oeuvre de méthodes d'inversion" , thèse de Doctorat , Université de paris sud , France2004.
- [6] A. Assam, *Identification des Machines Asynchrones en Vue de Leurs diagnostics*. Thèse de magister de l'Université de Sétif, 2010.
- [7] B.Ilhem, "Contribution A l'étude d'une machine a reluctance variable: conception, modélisation & simulation d'une MRVDS 6-4". Thèse de magister, université de Mentouri, Constantine, 2008.
- [8] R. Delage, "Prédiction du comportement d'un circuit magnétique des systèmes de chauffage par induction," *Apr*. 1984.
- [9] B. Maouche, "Elaboration de modèles par les Grandeurs Electromagnétiques Couplées. Application au Contrôle Non Destructif par Courant de Foucault", Thèse de Doctorat Université de Setif, 2007.
- [10] B Maouche, *Etude et développement semi-analytique de l'équation de diffusion électromagnétique avec terme déplacement dans le cas de dispositifs axisymétriques ...* Université de Béjaia, 1996.
- [11] B. Maouche and M. Feliachi, "Analyse de l'effet des courants induits sur l'impédance d'un système électromagnétique alimenté en tension BF ou HF. Utilisation de la méthode des circuits couplés," (in fr), *J. Phys. III France*, vol. 7, no. 10, pp. 1967–1973, 1997, doi: 10.1051/jp3:1997235.

- [12] B. Maouche, M.Feliachi, and N. Khenfer, “A half-analytical formulation for the impedance variation in axisymmetrical modelling of eddy current non destructive testing,” *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 33, no. 1, pp. 59–67, 2006, doi: 10.1051/epjap:2005093.
- [13] H. Mohellebi, F. Bouali, M.Feliachi, ““Use of a Half-Analytical Method for the Detection of Defects in Diet Pulses ” Electromagnetic Nondestructive Evaluation (XIV), Volume 35, 2011, pp. 183-191, IOS Press, Serie: Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics., ISSN: 1383-7281 (print), ISBN: 978-1-60750-749-9 (print).”
- [14] F.Bouali H. Mohellebi GH.Yousfi, ““Coupled circuit method applied to the detection of defects in a conductive multilayer device,” 2021, *Przegląd Elektrotechniczny*. doi: 10.15199/48.2021.03.21,”
- [15] R. E. Beissner, “Approximate model of eddy-current probe impedance for surface-breaking flaws,” *J Nondestruct Eval*, vol. 7, 1-2, pp. 25–34, 1988, doi: 10.1007/BF00565774.
- [16] Z. Sakina, *Elaboration de modèles électromagnétiques caractérisant le contrôle non destructif par courant de Foucault*. Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2009.

IV- Applications et validations	91
IV.1- Simulations numériques et étude expérimentale de la profondeur de durcissement au laser par la technique des courants de Foucault 3MA.....	91
IV.1.1- Introduction	91
IV.1.2- Caractérisation des matériaux.....	91
IV.1.2.1- Préparation des échantillons.....	91
IV.1.2.2- Caractérisation magnétique	93
IV.1.2.3- Module du courant de Foucault 3MA	94
IV.1.2.4- Modélisation et simulation par éléments finis.....	95
IV.1.2.5- Validation	97
IV.1.3- Conclusion	100
IV.2- Caractérisation des métaux par les circuits électriques couplés via le capteur des courants de Foucault 3MA	101
IV.2.1- Introduction	101
IV.2.2- Caractérisation de Matériaux.....	101
IV.2.2.1- Formulation électromagnétique.....	102
IV.2.2.2- Discrétisation de la forme intégrale	103
IV.2.2.3- Validation	105
IV.2.2.3.1- Échantillon ferromagnétique.....	105
IV.2.2.3.2- Échantillon conducteur.....	106
IV.2.3- Conclusion.....	108
IV.3- Références	110

IV- Applications et validations

IV.1- Simulations numériques et étude expérimentale de la profondeur de durcissement au laser par la technique des courants de Foucault 3MA

IV.1.1- Introduction

Dans le travail suivant, la pièce durcie au laser est étudiée par simulation numérique en combinaison avec l'expérimental. Dans ce but, le module industriel 3MA-courant de Foucault est appliqué afin d'évaluer la sensibilité de la tête de la sonde et de caractériser la profondeur de durcissement via l'impact de laser (PDL) dans la zone tracée au laser.

A partir du profil de dureté, il a été possible de simuler l'échantillon par une approche multicouche. Malgré la complexité de la microstructure du matériau traité, il a été possible d'accéder aux propriétés magnétiques méso-macroscopiques de l'échantillon par une approche multicouche basée sur le profil de dureté. Grâce à une seule excitation de fréquence par courants de Foucault, un lien entre la PDL et les quantités mesurées de courants de Foucault est établi et prouve en même temps la robustesse du module de courant de Foucault 3MA pour caractériser la PDL. Afin de confirmer et de comprendre les données de mesure, il a été nécessaire d'effectuer des simulations

Ainsi, dans cette application, la profondeur de durcissement est étudiée par la méthode de simulation par éléments finis. Le calcul numérique confirme le profil des données expérimentales [1] .

IV.1.2- Caractérisation des matériaux

IV.1.2.1- Préparation des échantillons

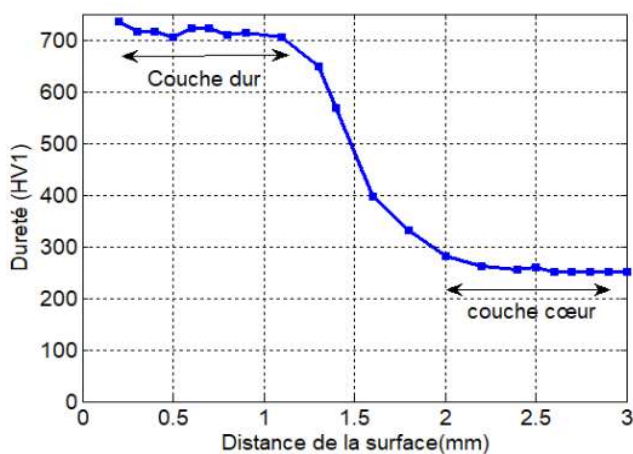
Afin d'étudier l'impact de la PDL sur les signaux électromagnétiques des CND, il est nécessaire de préparer des échantillons avec différentes profondeurs de durcissement. Dans ce but, la nuance de matériau C45 est étudiée. Différents échantillons ont été soumis au processus laser sous différents paramètres thermo-mécaniques. La vitesse du laser varie de 2 à 5 (dm/min) et la température de traitement varie dans la gamme de [1000-1400] °C. Des maquettes spécifiques en forme de dalle avec une dureté similaire et les mêmes qualités de matériaux ont été sélectionnées et listées dans le tableau IV.1. La corrélation entre les paramètres magnétiques (perméabilité, champ coercitif, etc.) et la dureté n'est pas nouvelle. Le premier à avoir abordé ce sujet est Forster en 1970 [2]. Il a établi la relation entre la dureté et les propriétés magnétiques dans l'acier technique. Les valeurs de dureté de la zone affectée présentées dans le tableau IV.1 sont assez

similaires, donc les propriétés magnétiques de ces échantillons dans la zone dure sont considérées comme similaires.

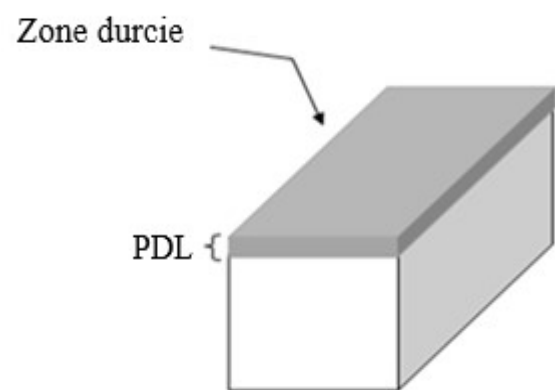
Le profil de micro dureté a été réalisé sur la pièce N°9, en utilisant un indenteur Knoop conventionnel. Trois indentations ont été réalisées dans une section transversale, perpendiculaire à la surface de l'échantillon, qui a été sectionnée, polie et gravée dans du nital à 4 %. La Figure IV.1.a. Montre un exemple de profil de dureté.

Tableau IV.1- Caractéristiques des pièces durcies

Pièces	Profondeur de durcissement (mm)	Dureté HV 1
P1	0.2	772
P2	0.3	744
P3	0.4	782
P4	0.5	762
P5	0.6	762
P6	0.7	762
P7	0.8	803
P8	0.9	734
P9	1.0	734



(a)



(b)

Figure IV.1- a) Profil de dureté de la surface à la profondeur de l'échantillon -b) Représentation des couches de l'échantillon dans la modélisation.

IV.1.2.2- Caractérisation magnétique

Les propriétés magnétiques macroscopiques des échantillons ont été déterminées par un électroaimant en forme de U, développé au Fraunhofer IZFP (Figure IV.2). Les échantillons ont été préparés et coupés afin d'être placés entre les parties polaires de la culasse. Un courant d'excitation sinusoïdal est généré afin d'assurer une magnétisation homogène dans l'échantillon, près de la zone de détection.

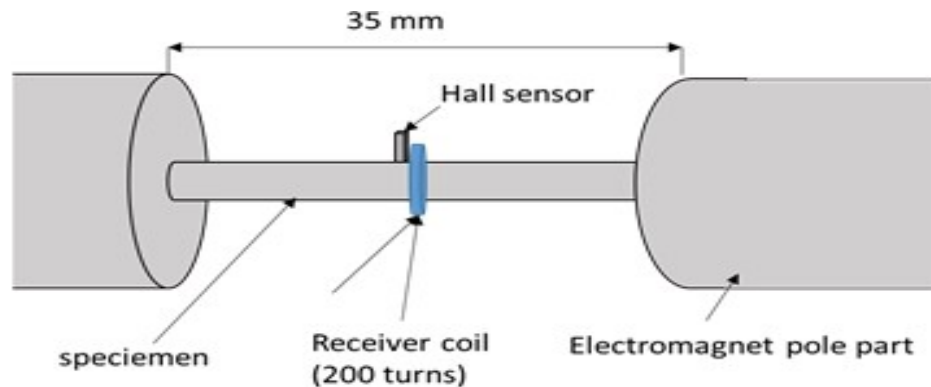


Figure IV.2- Cadre d'hystérésis

La densité de flux est dérivée de la tension détectée autour de la bobine réceptrice. Le champ magnétique tangentiel est mesuré par le capteur à effet Hall transversal. Les signaux magnétiques quasi-statiques ont été collectés à une fréquence de magnétisation de $f = 1$ Hz. Certaines pièces ont été découpées à partir de pièces initiales sans effet de durcissement au laser. Les propriétés magnétiques de cette zone sont caractéristiques de la masse. D'autres échantillons ont été soigneusement découpés dans la zone de surface après le processus laser. Le comportement magnétique mesuré représente le comportement magnétique de la couche durcie au laser.

Les Figures IV.3 et IV.4 montrent respectivement les premières courbes de magnétisation B-H et le profil de perméabilité relative via le champ magnétique, des deux échantillons.

La dureté moyenne dans la zone entièrement durcie au laser est d'environ 764 HV. La dureté globale est d'environ 245 HV. Les propriétés méso-magnétiques des couches suivantes : la zone affectée par le laser et la couche massive sont considérées comme fixes pour tous les échantillons, puisque la dureté des deux zones est assez similaire.

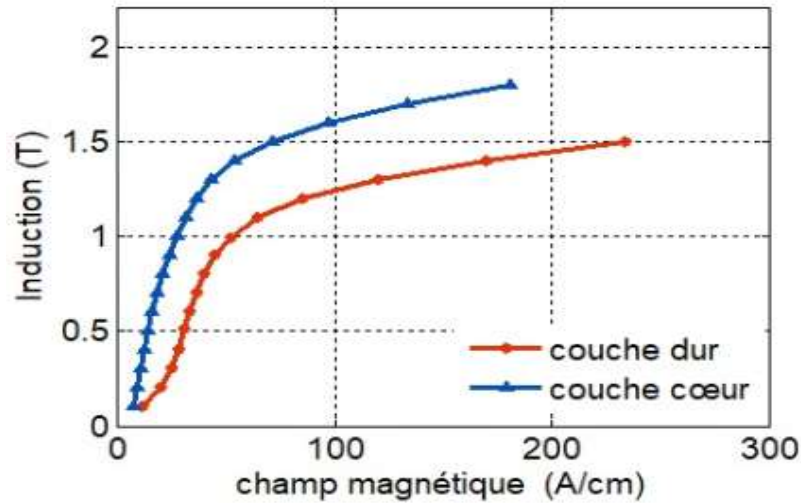


Figure IV.3- Courbes de premières aimantations

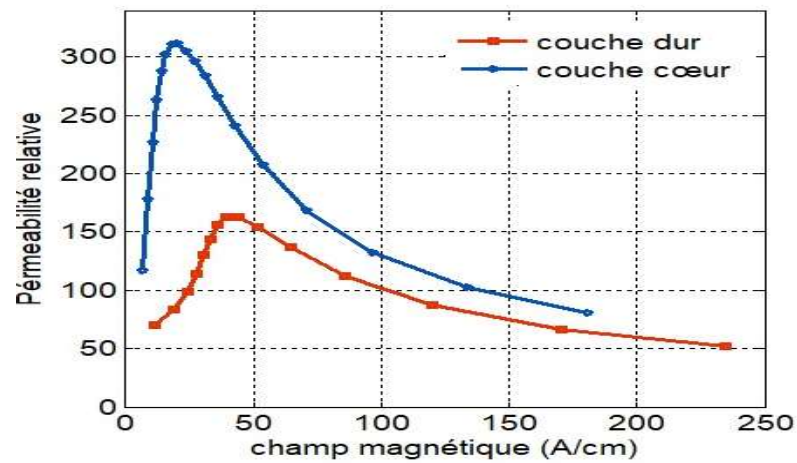


Figure IV.4- Perméabilité relative

IV.1.2.3- Module du courant de Foucault 3MA

Le système 3MA est un dispositif commercial, qui rassemble et combine quatre méthodes électromagnétiques non destructives pour la caractérisation des matériaux, à savoir : Le bruit de Barkhausen, la perméabilité incrémentale, l'analyse harmonique et la technique des courants de Foucault.

L'intérêt de cette recherche est l'investigation des matériaux durcis au laser par le module des courants de Foucault. Dans ce mode, un courant sinusoïdal de faible amplitude (typiquement de l'ordre du mA) et de haute fréquence (typiquement entre 10 et 1000 kHz) est fourni dans la bobine de l'émetteur. Cette excitation est réalisée localement et perpendiculairement à la surface de l'échantillon. Elle se traduit par un très faible niveau d'induction, qui se limite à quelques

μT . La bobine réceptrice n'est pas une bobine à circuit ouvert ; elle est liée à une électronique de conception complexe.

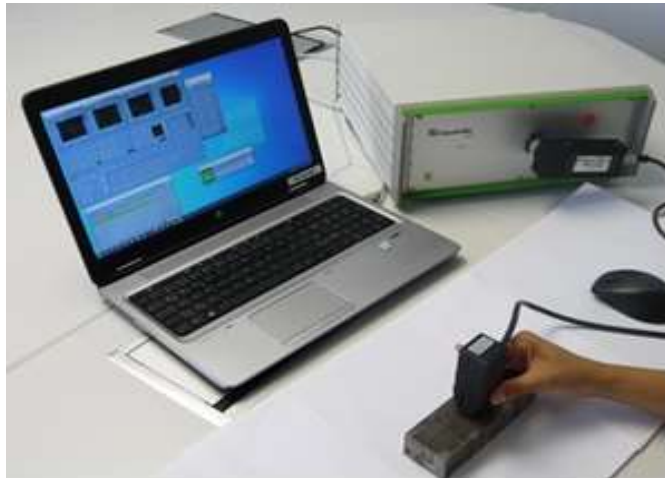


Figure IV.5- Système 3MA-CND sous contrôle

La tension induite est mesurée aux bornes de la bobine réceptrice. Sur la base d'un traitement spécifique du signal, les parties réelle et imaginaire ainsi que le module et la phase de la tension sont enregistrés. Il est connu que la profondeur d'investigation par la méthode des courants de Foucault est liée à l'épaisseur du matériau et varie de façon réciproque à la racine carrée de la fréquence.

IV.1.2.4- Modélisation et simulation par éléments finis

La configuration géométrique consiste en deux bobines placées sur le spécimen (Figure IV.6). La première est une bobine de transmission de courant de Foucault de 100 tours et de 3 mm de diamètre. Elle est excitée par un signal sinusoïdal de faible amplitude d'environ 3 mA et une fréquence sélectionnée qui varie de 40 kHz à 120 kHz. L'échantillon est décrit comme une région multicouche, avec une couche magnétique affectée par le laser à la surface et une couche centrale. Comme le montre le tableau IV.1, la couche de surface varie de 0,2 mm à 1 mm et la couche totale est maintenue fixe. La deuxième bobine est représentée comme une bobine de recherche, avec 300 tours. La mesure de sortie de cette technique est la recherche des parties réelle et imaginaire de la tension. Les courants de Foucault 3MA et l'échantillon ont tous deux une géométrie multi-échelle. Par conséquent, une attention particulière doit être accordée à l'optimisation de la densité et de la qualité du maillage, notamment à la profondeur de la peau.

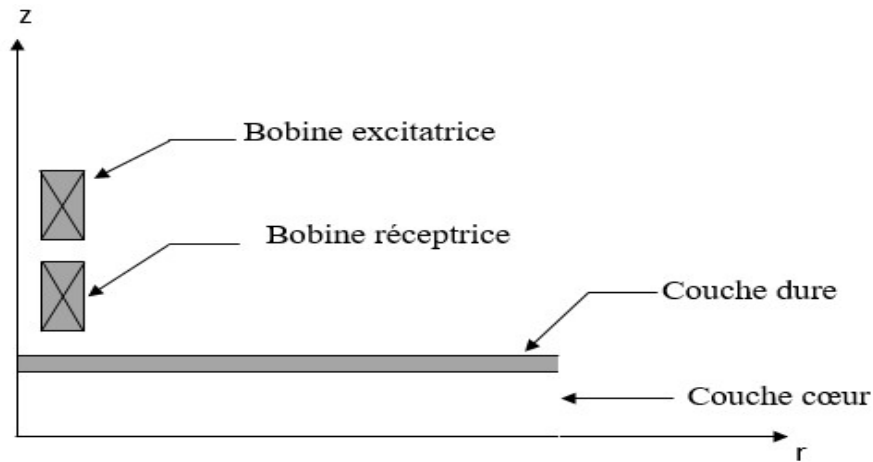


Figure IV.6- Modèle étudié en axisymétrie

Afin de prendre en compte ce phénomène, le calcul est effectué dans une géométrie axisymétrique. Cela implique que la perméabilité est invariante le long de l'axe ortho-radial et que le matériau est isotrope.

Dans une configuration axisymétrique, le potentiel vectoriel magnétique et la densité de courant électrique sont réduits à leurs composantes angulaires : $\vec{A} = (0, A_\theta, 0)$; $\vec{J}_s = (0, J_\theta, 0)$

Le phénomène électromagnétique est régi par l'équation :

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (\text{IV.1})$$

Dans un problème axisymétrique : on utilise un référentiel cylindrique (r, θ, z) . Si nous avons l'invariance suivante θ , les quantités ne dépendent que de r et z . L'équation électromagnétique 2D dans ce cas est donnée par :

$$-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu \cdot r} \cdot \frac{\partial (r A_\theta)}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu \cdot r} \cdot \frac{\partial (r A_\theta)}{\partial z} \right) + j\omega\sigma A_\theta = J_s \quad (\text{IV.2})$$

Les données de simulation d'entrée sont résumées dans le tableau IV.2.

Tableau IV.2- Paramètres physiques et géométriques

Éléments de la géométrie	Caractéristiques
Babine d'excitation	Fréquences d'excitation : 40 kHz-120 kHz Densité de flux (B_e) à l'intérieur du matériau : quelques mT 100 tours
Babine réceptrice	300 tours, lift-off = 0.1mm
Taille d'échantillon C45	Échantillon rectangulaire 50mm×120mm×10 mm
Profondeur de durcissement	Couche affectée en surface varie de 0,2mm à 1mm
Nœuds et éléments	10860, 4189

IV.1.2.5- Validation

Les quantités mesurées par courants de Foucault 3MA sont collectées sur les différents échantillons, listés dans le tableau IV.1, sous différentes fréquences d'excitation jusqu'à 200 kHz. De même, le calcul numérique est réalisé pour différentes configurations de maquettes sur FLUX 2D, où la couche d'épaisseur de la zone dure varie entre [0.2-1]mm La partie réelle 'Re (V)' et la partie imaginaire 'Im (V)' de la tension sont calculées.

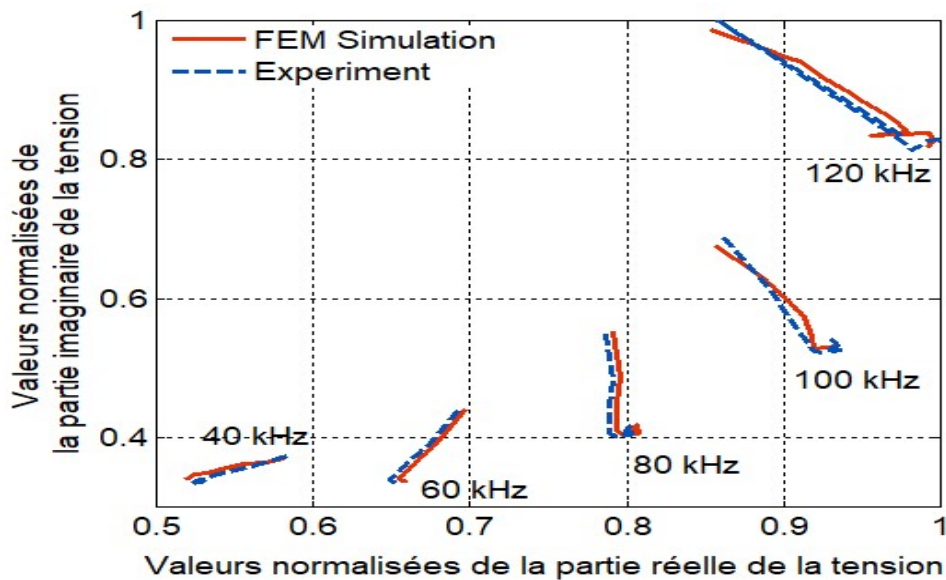


Figure IV.7- Valeurs normalisées de la tension dans le plan d'impédance

Les signaux de la simulation numérique sont comparés aux données recueillies par l'expérimental dans les conditions décrites. La figure IV.7 indique les valeurs normalisées des parties réelle et imaginaire de la tension dans le plan d'impédance pour les fréquences indiquées.

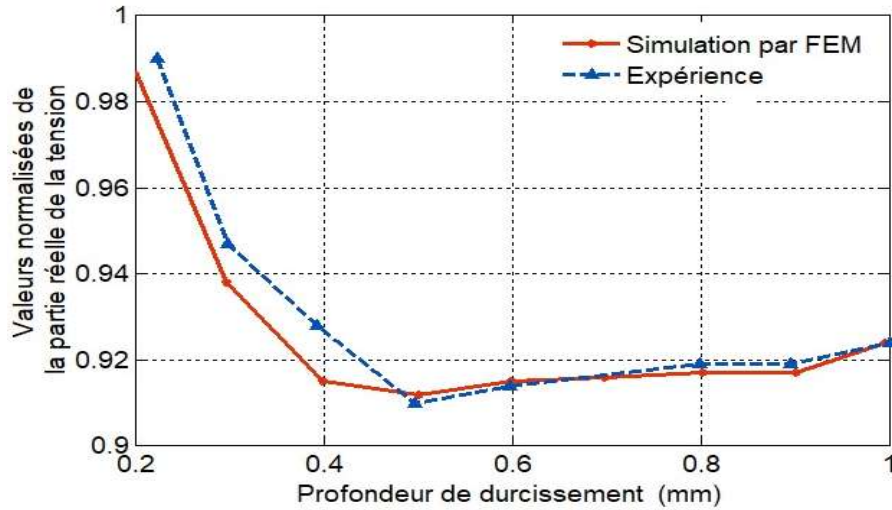


Figure IV.8- Valeur normalisée de la partie réelle de la tension détectée

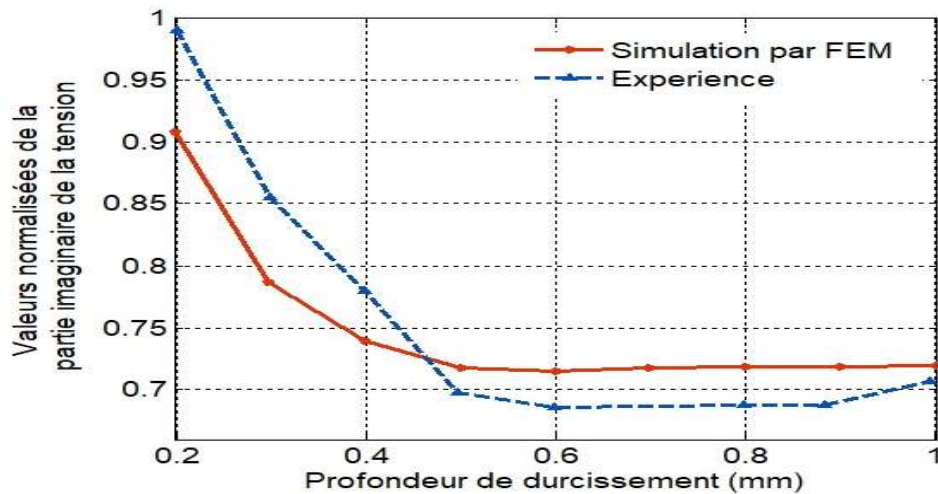


Figure IV.9- Valeur normalisée de la partie imaginaire de la tension détectée

La forme des parties réelle et imaginaire de la tension pour plusieurs valeurs de profondeur montre qu'il y a un bon accord entre les résultats simulés et les données mesurées. La tendance des signaux de 40 kHz à 120 kHz évolue dans le même sens que celui indiqué par la théorie (direction de la flèche). Il est connu que la partie imaginaire de la tension est liée à la variation de la perméabilité apparente de la zone de profondeur de pénétration, définie à la fréquence d'excitation indiquée. La partie réelle est plus sensible à la partie dissipative en joules du système de courants de Foucault induits.

Les figures IV.8 et IV.9 indiquent les parties réelle et imaginaire de la tension en fonction de la profondeur de durcissement pour la fréquence $f = 60$ kHz.

Les signaux de la simulation numérique sont comparés aux données collectées par l'expérience à $f = 80$ kHz (Figure IV.10 et IV.11).

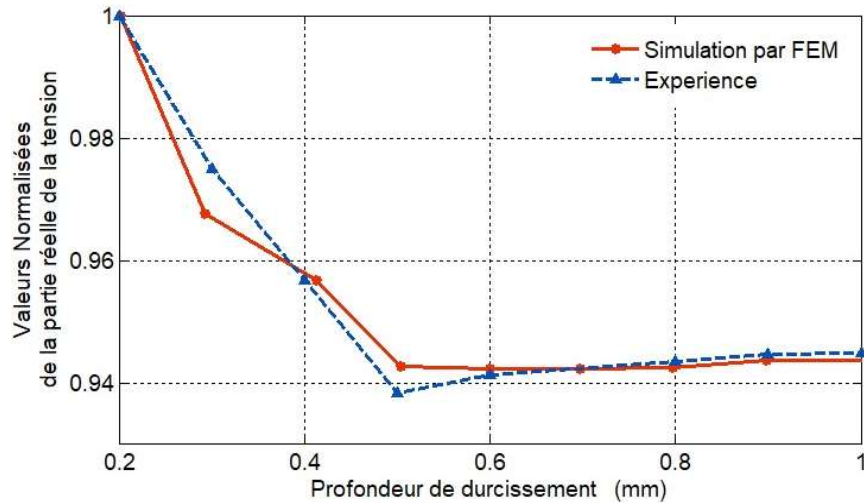


Figure IV.10- Valeur normalisée de la partie réelle de la tension détectée

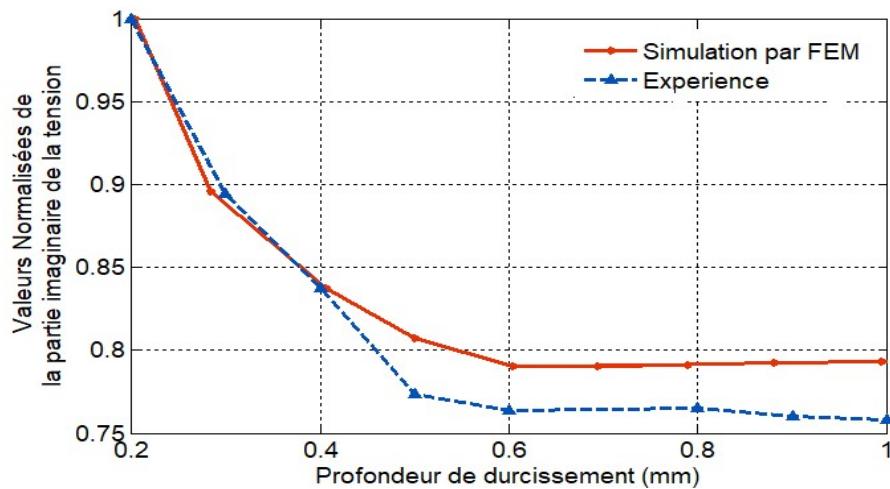


Figure IV.11- Valeur normalisée de la partie imaginaire de la tension détectée

La comparaison entre les résultats de la simulation FEM et les données expérimentales montre une bonne tendance avec une bonne précision, où l'erreur totale entre la simulation et l'expérience pour les parties réelle et imaginaire sont : $\varepsilon(60 \text{ kHz}) = [5, 7] \%$ et $\varepsilon(80 \text{ kHz}) = [9, 10] \%$. Les deux profils de Im et Re diminuent avec la profondeur de durcissement. La perméabilité apparente ou effective de la zone de profondeur de la peau diminue alors que l'épaisseur de la zone dure augmente. Cela explique pourquoi le signal détecté diminue, jusqu'à

ce qu'il atteint la valeur de la profondeur de pénétration. La profondeur de peau maximale est pour $PDL = 0.6$ mm. Nous avons également remarqué que la variation de $\text{Im}(PDL)$ est plus importante que celle de $\text{Re}(PDL)$. Ceci peut être expliqué par la variation significative de la perméabilité relative des couches inhomogènes de l'échantillon.

IV.1.3- Conclusion

Dans cette étude nous avons mis en évidence la robustesse du module de courants de Foucault 3MA pour étudier la profondeur de durcissement au laser par une seule fréquence d'excitation.

Un modèle d'éléments finis axisymétrique 2D est appliqué pour étudier la profondeur de durcissement et comprendre la tendance des mesures. Malgré la complexité de l'échantillon à l'échelle microscopique, il a été possible de représenter l'échantillon durci au laser par des couches dures et des couches massives dans le modèle FEM. Grâce à la caractérisation magnétique méso-macroscopique de la zone affectée et la zone non affectée, les propriétés magnétiques sont déterminées et prises en compte dans le code FEM. Les données de sortie de mesure sont corrélées à la profondeur de durcissement par une fréquence unique d'excitation par courants de Foucault. Les résultats de la simulation FEM sont en accord avec les données expérimentales. Cela prouve la capacité du module de courants de Foucault 3MA à caractériser la profondeur de durcissement via l'impact laser.

IV.2- Caractérisation des métaux par les circuits électriques couplés via le capteur des courants de Foucault 3MA

IV.2.1- Introduction

Dans l'étude qui suit, la formule des champs électromagnétique couplés est développée sur l'environnement Matlab, pour une technologie spécifique de système 3MA courants de Foucault décrite au-dessus. Afin d'évaluer la robustesse du code développé, une campagne de mesures est réalisée sur différents échantillons ferromagnétiques et pièces en aluminium, en variant les fréquences et le lift-off.

L'impact de la résistivité électrique et de la perméabilité de l'échantillon est analysé. En outre, la profondeur de peau ou la profondeur de pénétration est déterminée par l'expérimental et la simulation [3].

IV.2.2- Caractérisation de Matériaux

Un courant sinusoïdal de faible amplitude (typiquement de l'ordre du mA) et de haute fréquence est envoyé à la bobine émettrice. Cette excitation est réalisée localement et perpendiculairement à la surface de l'échantillon. Elle se traduit par un très faible niveau d'induction, qui se limite à quelques μT .

Tableau IV.3- Caractéristiques de capteur CF

Le capteur	Dimensions [mm]	Nombre d'enroulement
Bobine émettrice	Rayon intérieur : 2 mm	100
Bobine réceptrice	Rayon extérieur : 4 mm	300
Conductivité électrique	$59 \cdot 10^6 \text{ S/m}$	

La tension induite est détectée aux bornes de la bobine réceptrice. Sur la base d'un traitement spécifique du signal, la partie réelle et imaginaire ainsi que le module et la phase de l'impédance sont enregistrés.

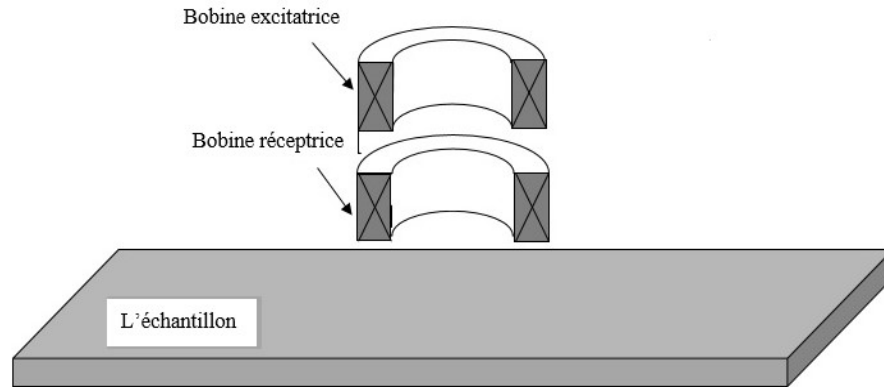


Figure IV.12- Modèle géométrique de 3MA-CF et de l'échantillon

Le système 3MA offre quatre fréquences de courants de Foucault différentes dans un seul cycle de mesure, ce qui donne 16 paramètres de mesure : Partie réelle et imaginaire de la tension détectée pour plusieurs fréquences. Dans ce mode, la profondeur de peau varie de façon réciproque à la racine carrée de la fréquence. Elle dépend de la perméabilité initiale et de la résistivité électrique du matériau.

IV.2.2.1- Formulation électromagnétique

Les équations de Maxwell stipulent que la variation du champ magnétique dans l'espace et le temps, en un point défini de l'espace, résulte d'un autre champ dans l'espace ou de sa propre création par un autre champ. Ces équations offrent une description locale et peuvent être appliquées dans n'importe quel système de coordonnées. Ainsi, l'étude des phénomènes de contrôle non destructif par la méthode des courants de Foucault nécessite la résolution de ces équations.

On suppose que les fréquences d'excitation sont suffisamment basses pour considérer le problème de la résolution des états stationnaires harmoniques.

Pour la description du phénomène électromagnétique, il est préférable de réduire les équations de Maxwell à un système de deux équations différentielles intégrales : les lois de Biot-Savart et de Maxwell-Faraday. Dans la configuration d'un champ électromagnétique sinusoïdal et d'une géométrie axisymétrique, la formule permet d'établir un couplage entre la densité de courant et le potentiel magnétique vectoriel A , comme l'indique le système d'équations (III.37)

IV.2.2.2- Discrétisation de la forme intégrale

Pour pouvoir estimer la tension aux bornes du capteur en présence de la pièce, nous devons aussi décomposer le domaine de la pièce en N_a spires imaginaires qui sont représentées géométriquement par les coordonnées de leurs centres $q_a(r_a, z_a)$ et leurs sections S_a comme montre dans la figure IV.13. Cette figure représente un dispositif de contrôle non destructif par courant de Foucault en coordonnées cylindriques. C'est un système axisymétrique composé d'une source de tension ou de courant (bobine d'excitation) qui est-elle même le capteur.

La profondeur de peau est prise en compte car le matériau à étudier peut avoir des propriétés d'un conducteur ou conducteur magnétique.

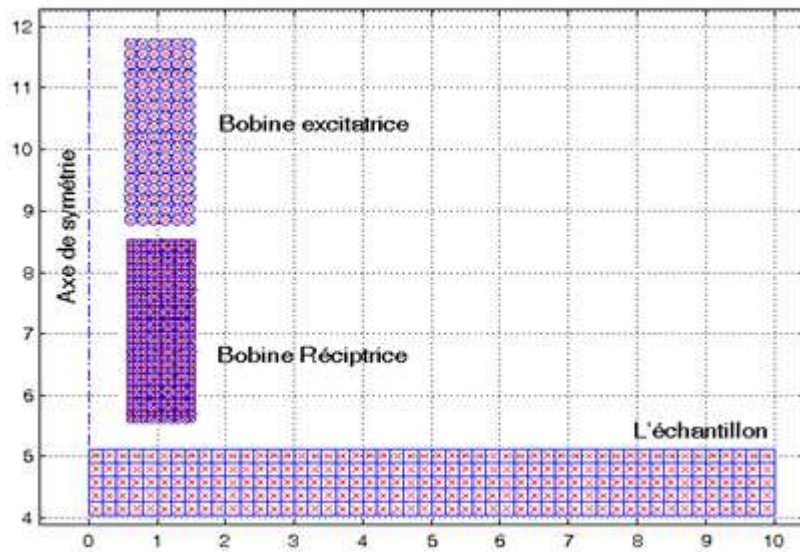


Figure IV.13- Discrétisation du domaine d'étude

La discrétisation de l'équation (III.54), nous permet de transformer l'intégrale en une somme, ce qui nous facilite les calculs considérablement

$$\sum_{p=1}^{N_e} \frac{2\pi r_e(p)}{\sigma_e S_e} I_e(p) + 2j \sum_{p=1}^{N_e} \frac{r_e(p)}{\sigma_e \delta_e^2} \left[\sum_{p=1}^{N_e} G_{ee}(p, q_e) I_e(q) + \sum_{q=1}^{N_a} G_{ea}(p, q_a) I_a(q) \right] = Ue \quad (\text{IV.3})$$

L'équation (III.57) de N_a éléments discrétisés représentant la pièce est donnée par l'écriture suivante :

$$\frac{\pi}{S_a} I_a(p) + \frac{j}{\delta_a^2} \left[\sum_{q=1}^{N_a} G_{aa}(p, q) I_a(q) + \sum_{q=1}^{N_e} G_{ae}(p, q) I_e(q) \right] = 0 \quad (\text{IV.4})$$

L'ensemble des équations (IV.3) et (IV.4) forment le système d'équations à résoudre. Pour se faire nous les mettons sous forme matriciel comme suit :

$$\begin{bmatrix} Z_0 & M_{ea} \\ M_{ae} & M_{aa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ I_a(1) \\ I_a(2) \\ I_a(3) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_a(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_e \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

Les éléments de la matrice inductance sont définis comme suit :

- Z_0 est l'impédance du capteur à vide donné par l'équation (III.50). Cette grandeur représente l'effet de la source sur elle-même.
- M_{ea} : vecteur ligne représentant l'effet des spires de la pièce sur celles de la source

$$M_{ea}(1, q_a) = \frac{2j}{\sigma_e \delta_e^2} \sum_{p=1}^{N_e} G_{ea}(p, q_a) r_e(p) \quad \text{avec} \quad q_a = \overline{1, N_a} \quad (\text{IV.6})$$

- M_{ae} : vecteur colonne représentant l'effet des spires de la source sur celles de la pièce

$$M_{ae}(q_a, 1) = \frac{j}{\delta_a^2} \sum_{q=1}^{N_e} G_{ae}(q_a, p) \quad (\text{IV.7})$$

- M_{aa} : matrice carrée représentant l'effet des spires de la pièce sur elles-mêmes.

$$M_{aa}(q_a, q_a) = \frac{\pi}{S_a} + \frac{j}{\delta_a^2} \sum_{q=1}^{N_a} G_{aa}(p, q_a) \quad (\text{IV.8})$$

En résolvant ce système, nous obtenons la valeur du courant d'excitation I_e et les N_a courants induits $I_a(i)$ dans la pièce.

Maintenant que nous avons déterminé le courant de la source ainsi que les courants induits, nous allons les injecter dans l'équation (III.52) que nous discrétisons afin de calculer la tension induite aux bornes de la bobine réceptrice qui est liée aux caractéristiques géométriques et électriques de la pièce.

L'équation de la bobine réceptrice, est obtenue en rajoutant l'effet des courants induits dans la pièce, l'équation discrétisée de (III.52) est comme suit :

$$U_r(m) = 2j \sum_{m=1}^{N_r} \left(\frac{r_r(m)}{\sigma_r \delta_r^2} \left[\sum_{q=1}^{N_e} G_{re}(m, q_e) I_e(q) + \sum_{q=1}^{N_a} G_{ra}(m, q_a) I_a(q_a) \right] \right) \quad (\text{IV.9})$$

La tension induite totale est la somme des tensions élémentaires :

$$\left\{ \begin{array}{l} U = \sum_m^{N_r} u_r(m) \\ U = \sum_{m=1}^{N_r} 2j \left(\frac{r_r(m)}{\sigma_r \delta_r^2} \left[\sum_{q=1}^{N_e} G_{re}(m, q_e) I_e(q) + \sum_{q=1}^{N_a} G_{ra}(m, q_a) I_a(q_a) \right] \right) \end{array} \right. \quad (\text{IV.10})$$

IV.2.2.3- Validation

Afin d'évaluer la robustesse du code développé pour les courants de Foucault, des mesures sont effectuées sur l'acier et l'aluminium dans différentes situations d'inspection.

IV.2.2.3.1- Échantillon ferromagnétique

Le signal est collecté sur trois échantillons différents qui ont des propriétés magnétiques différentes comme il est présenté dans le tableau IV.4. Les caractéristiques électromagnétiques ont été déterminées par une mesure standard flux-métrique.

Tableau IV.4- Propriétés électromagnétiques d'échantillons

Données	μ_r	$\rho(\Omega \cdot m)$
Echantillon 1	230	$3.2 \cdot 10^{-7}$
Echantillon 2	197	$2.9 \cdot 10^{-7}$
Echantillon 3	32	$2.74 \cdot 10^{-7}$

La figure IV.14 montre les parties réelle et imaginaire mesurées et simulées de la tension détectée, recueillies à trois fréquences $f = 40$ kHz, 60 kHz et 80 kHz.

Les résultats des calculs correspondent assez bien aux mesurés, surtout à la fréquence $f = 40$ kHz. Il est connu que le processus thermomécanique affecte les propriétés intrinsèques et conduit à des caractéristiques magnétiques hétérogènes de la surface à la masse.

La perméabilité mesurée (tableau IV.4) est une perméabilité apparente représentant l'épaisseur totale de l'échantillon. Les résultats de la simulation sont bien meilleurs à $f = 40$ kHz, car la profondeur de peau est plus grande. En d'autres termes, le système étudie une zone plus profonde, qui est plus représentative de la caractérisation magnétique standard (épaisseur totale de l'échantillon).

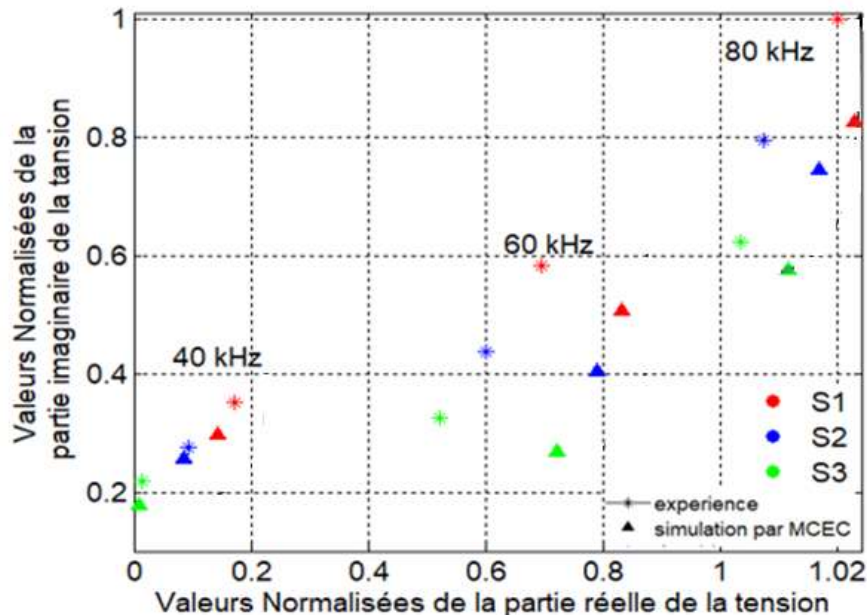


Figure IV.14- Valeurs normalisées de la tension dans le plan d'impédance, mesurées sur trois échantillons différents à diverses fréquences : 40kHz, 60kHz et 80kHz.

La tendance de la progression de la partie imaginaire en accord avec la théorie, elle est liée à la perméabilité. La partie imaginaire de l'échantillon 1 est supérieure à celle des échantillons 2 et 3. La partie réelle pour les différents échantillons, sous différentes fréquences indiquent de légères variations, ce qui s'explique par la faible variation de la résistivité électrique.

IV.2.2.3.2- Échantillon conducteur

Les données des courants de Foucault 3MA sont également collectées sur la pièce d'aluminium pour différentes fréquences, qui vont de 20 kHz à 80 kHz par pas de 20 kHz.

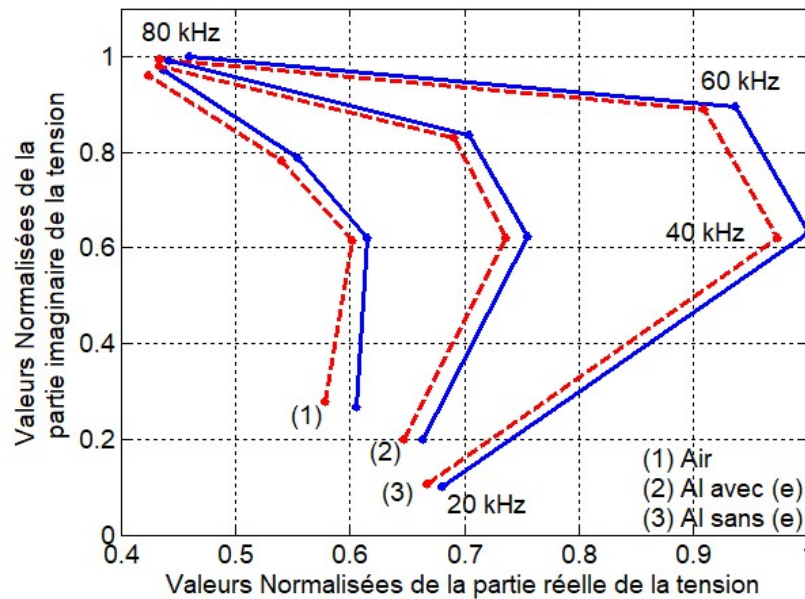


Figure IV.15- Valeurs normalisées de la tension dans le plan d'impédance, mesurées dans le vide, par contact direct avec l'aluminium, et sous l'effet du soulèvement $e=1\text{mm}$

Quatre mesures ont été effectuées : dans l'air, en contact avec l'aluminium, avec un soulèvement de 1mm (e) et de 2mm (2e). Les simulations MCEC sont effectuées dans des conditions similaires à celles des mesures. Les résultats du modèle sont comparés aux données expérimentales.

La figure IV.15 montre la comparaison entre les parties réelles et imaginaires de la tension dans le diagramme d'impédance, détectée dans l'air, en contact avec l'aluminium et avec un soulèvement $e=1\text{mm}$. Il est visible que les données de mesure correspondent très bien aux résultats de la simulation MCEC, avec une erreur totale inférieure à 6 %.

Les données détectées évoluent comme un comportement d'escargot lorsque la fréquence d'excitation diminue, ce qui reste en accord avec la théorie.

La partie imaginaire pour différentes configurations : dans l'air, en contact avec l'aluminium et avec un lift-off de 1 mm et 2 mm est quasi similaire (figure IV.16). Il est également connu que la partie imaginaire du signal détecté est principalement sensible à la perméabilité et dans toutes ces configurations, la perméabilité apparente est égale à 1, ce qui explique la non-variation du comportement.

La partie réelle est presque liée à la partie dissipative du système de couplage (dispositif CND-échantillon).

La figure IV.16 montre une augmentation significative de la partie réelle de la tension détectée, du profil de la zone d'air à la zone de l'échantillon,

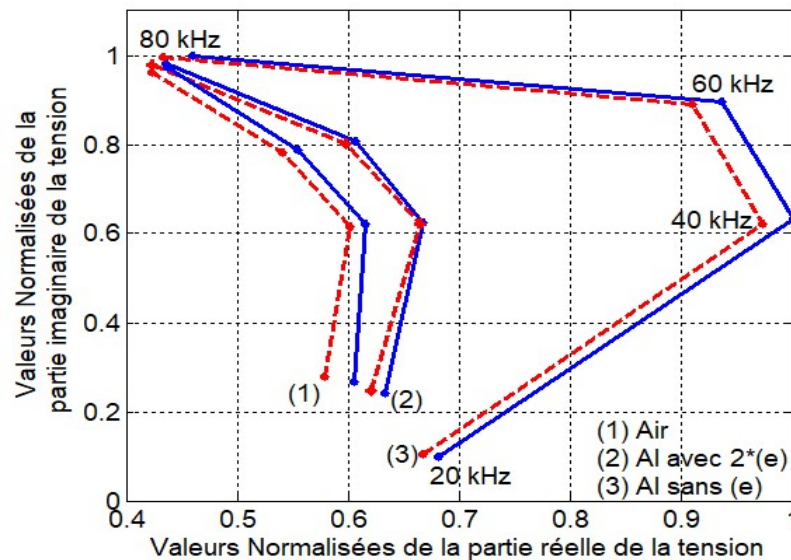


Figure IV.16- Valeurs normalisées de la tension dans le plan d'impédance, mesurées dans le vide, en contact avec l'aluminium, et sous l'effet du soulèvement $e=2\text{mm}$

IV.2.3- Conclusion

Une plateforme de simulation utilisant la méthode des champs électromagnétiques couplés est développée dans l'environnement Matlab®, pour un capteur spécifique de courants de Foucault. Les données simulées sont pour la première fois validées par des expériences, traitées par le module de courants de Foucault du système commercial 3MA CND-CF.

Les mesures sont effectuées sur des pièces conductrices et ferromagnétiques, à différentes fréquences et valeurs de décolage (lift-off).

L'objectif de cette partie du travail est d'utiliser la méthode CEC pour la caractérisation CND-CF afin de fournir un cadre théorique pour le traitement efficace et approximatif du problème électromagnétique.

La solution du problème est effectuée par la méthode CEC où le vecteur potentiel magnétique A est calculé. Après l'analyse de la distribution du champ électromagnétique, les composantes réelles et imaginaires de l'impédance de la sonde sont calculées, ce qui permet de déterminer les changements de microstructure des échantillons sous différentes fréquences appliquées aux matériaux conducteurs et ferromagnétiques.

La validation du code est faite par comparaison aux données expérimentales. Les résultats obtenus convergent rapidement vers les solutions données par les expériences avec une erreur moyenne inférieure à 7%.

Il est mis en évidence que le dispositif à courants de Foucault 3MA offre une sensibilité de détection plus élevée, même avec des valeurs de lift-off plus importantes, jusqu'à 2mm.

IV.3- Références

- [1] K. Sidi-Ahmed, B. Maouche, Y. Gabi, *et al.*, “Numerical simulations and experimental investigation of laser hardening depth investigation via 3MA-eddy current technique,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 550, p. 169046, 2022, doi: 10.1016/j.jmmm.2022.169046.
- [2] F. Förster, K. Stambke, “Magnetische Untersuchungen innerer Spannungen, *Z. f. Metallkunde* 33 (3) (1941) 97–104.”
- [3] K. Sidi Ahmed, B. Maouche, Y. Gabi, B. Wolter and B. Straß, “Coupled electrical circuit method calculation with 3MA eddy current application for metal investigation,” *Electrotechnicalreview (PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY)*, pp. 66–70.2022, doi:10.15199/48.2022.03.15

CONCLUSION GENERALE

Le contrôle et l'évaluation non destructifs des matériaux par procédé magnétique sont très demandés dans l'industrie en raison du gain économique et temporel, de l'augmentation de la durée de vie des installations et de la minimisation des risques d'accident.

La recherche et l'investigation dans ce domaine étant très compétitives, L'imagerie par courants de Foucault permet une caractérisation en temps réel de petits défauts (taille, orientation...) En plus de la caractérisation des défauts, les études actuelles portent sur l'évaluation métallurgique des matériaux. L'examen de la surface permet de prédire la résistance du matériau en déterminant l'état de la microstructure et par conséquent sa durée de vie

Dans cette thèse, nous avons décrit, de manière globale, les différents capteurs utilisés pour le contrôle non destructif au cours des 30 dernières années. Ensuite, nous avons positionné le système 3MA dans cet état de l'art en utilisant son capteur à courants de Foucault pour la caractérisation des différents matériaux cités.

L'objectif de cette thèse est la caractérisation des matériaux via le capteur-CF de système 3MA. Elle est divisée en deux parties :

Dans la première partie nous avons étudié l'inspection de la profondeur de la dureté par laser via le module industriel 3MA- courants de Foucault en combinant la modélisation numérique et expérimentation. Le processus de traitement de durcissement entraîne une différence de microstructure entre la surface et la masse, ce qui génère diverses signatures dans les signaux de courants de Foucault. Les paramètres de courants de Foucault mesurés sont calculés par éléments finis. L'échantillon est chargé à un faible niveau d'induction, dans le domaine de Rayleigh. En outre, les résultats de la simulation sont évalués par comparaison avec les résultats expérimentaux. En outre, la profondeur de peau est évaluée avec précision.

Dans la deuxième partie, nous avons mis en évidence la robustesse de la méthode de calcul semi-analytique dite "méthode des champs électromagnétiques couplés" pour la simulation de la méthode des courants de Foucault intégrée dans le même équipement commercial de CND, 3MA. A cet effet, un développement semi-analytique est réalisé pour le calcul de la tension autour de la bobine réceptrice des courants de Foucault, en tenant compte de la profondeur de peau de l'échantillon. Le défi est relevé, les quantités mesurées par l'équipement 3MA à courants de Foucault sur des matériaux conducteurs et ferromagnétiques dans différentes situations d'inspection sont reproduites par simulation. De plus, les paramètres des courants de Foucault sont soulignés dans le diagramme d'impédance en faisant varier la

fréquence et le lift-off. Cela permet d'utiliser le code pour effectuer des simulations pour divers cas similaires avec différentes données d'entrée.

Plusieurs perspectives sont envisagées pour la continuité de notre travail dans le domaine du CND-CF :

- Prise en compte de l'anisotropie des matériaux
 - Le couplage électromagnétique formulé à travers la loi d'induction et le théorème de superposition laisse le choix de l'expression analytique à utiliser, de ce fait, la méthode peut également être développée pour des matériaux en coordonnées cartésienne.
 - Mise en œuvre d'un modèle en régime non linéaire qui tient en compte l'hystérésis
 - Enfin, nous pourrions imaginer l'extension du principe de couplage ainsi développé au cas tridimensionnel
-