

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etude de MAGITER
Spécialité : **Electrotechnique**
Option : **Entraînements électriques**

Présenté par

M^{elle} ZEMOURI Nassima

Thème

**Etude et Réalisation d'un Système Multicapteurs
Destiné au Diagnostic des Matériaux Conducteurs.**

Mémoire présenté devant le jury composé de :

M. BENFDILA Arezki, Professeur, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou,	Président
M. MOHELLEBI Hassane, Professeur, Université Mouloud MAMMERI, Tizi-Ouzou	Rapporteur
M. ZAOUIA Mustapha, Maître de Conférences A, Université Mouloud MAMMERI, Tizi-Ouzou	Examineur
M. OULD OUALI Samy Hassani, Maître de Conférences B, Université de Tizi-Ouzou,	Examineur

Soutenu publiquement le 21/07/2016

Remerciements

Remerciements

Je tiens à remercier très vivement Monsieur Hassane MOHELLEBI, Professeur à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, Directeur de mémoire pour son encadrement exemplaire aussi bien sur l'aspect scientifique que sur l'aspect humain, il a toujours répondu présent malgré les nombreuses sollicitations, qu'il trouve ici toute ma gratitude et ma reconnaissance.

Je tiens à présenter mes remerciements à Mr Arezki BEN FDILA, Professeur à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, d'avoir présidé mon jury de soutenance, Mr Mustapha ZAOUIA, Maître de Conférences A à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou et Mr Samy Hassani OULD OUALI, Maître de Conférences B à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être membres de jury et d'examiner ce travail.

Mes sincères remerciements vont à Mr Meziane HAMEL doctorant à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou pour son aide précieuse. La patience et la maîtrise du sujet dont il a fait preuve ont été source d'encouragements dans les moments difficiles, je le remercie profondément.

Je remercie également tous les enseignants du Laboratoire « H – ETH », Messieurs S.H .OULD OUALI et F. HOCINI, A.DICHE, S.REZGUI, F.BOUALI, G. YOUSFI, F.NAMANI, A.NAIT OUSLIMANE, A.BOUHEDDA de m'avoir accueilli dans le laboratoire, et pour leurs encouragements.

J'adresse mes remerciements au personnel de la bibliothèque de la faculté de génie électrique et informatique pour leur serviabilité et leur compréhension, particulièrement à Ghania.

Je ne peux clôturer cette page de remerciements sans remercier vivement mes amis(es) ainsi que mes collègues de la promotion PG EE 2012/2013 particulièrement Melle F. CHEBLI et Mr O.AMIEUR pour le soutien moral qu'ils ont su m'apporter à diverses occasions.

Merci à Melle Zina LARABI, doctorante à l'université Mouloud Mammeri pour ses précieux conseils.

A tous ceux qui ont contribué à mon épanouissement et l'élaboration de ce modeste travail et que je n'ai pas cité je vous remercie énormément.

Dédicaces

Dédicaces

A mes très chers parents

A mes frères et ma sœur

A toute ma famille.

A tous mes amis (ies).

Nomenclature

Nomenclature

H	Champ magnétique	(A/m).
B	Induction magnétique	(T).
E	Champ électrique	(V/m)
D	Induction électrique	(C/m ²)
J	Densité de courant	(A/m ²)
A	Potentiel Vecteur magnétique	(T.m).
V	Potentiel scalaire électrique	(V)
T	Potentiel vecteur électrique	(A/m)
\emptyset	Potentiel scalaire magnétique	(A)
R	Résistance électrique	(Ω)
X	Réactance	(Ω)
L	Inductance propre	(H)
M	Inductance mutuelle	(H)
R_n	Résistance normalisée	
X_n	Réactance normalisée	
f	Fréquence	(Hz)
t	temps	(s)
ω	Pulsation électrique	(rad/s)
ϵ_0	Permittivité électrique absolue du vide	$36\pi \cdot 10^{-9}$ (F/m)
ϵ_r	Permittivité électrique relative	
σ	Conductivité électrique	(S/m)
ρ	Résistivité électrique (Ω.m).	
δ	Épaisseur de peau (m).	
μ_0	Perméabilité magnétique absolue du vide	$4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m).
μ_r	Perméabilité magnétique relative.	
Ω	Milieu.	
Γ	Frontière du milieu.	
∇X	Gradient d'un scalaire X.	
$\nabla \cdot X$	Divergence d'un vecteur X.	
$\nabla \times X$	Rotationnel d'un vecteur X.	
ΔX	Laplacien.	

Sommaire

SOMMAIRE

Sommaire	1
Liste des tableaux.....	3
Liste des figures.....	
Nomenclature.....	2
Introduction générale.....	2
Chapitre I : Généralités sur le Contrôle Non Destructif (CND)	2
Historique	2
I.1 Introduction	3
I-2 Principe du Contrôle Non Destructif.....	4
I-3 Principe de la détection d'un défaut.....	4
I-3-1 Classification des défauts détectés.....	5
I-3-1-1 Les défauts de surface.....	5
a) Les défauts ponctuels.....	5
b) Les défauts d'aspect.....	6
I-3-1-2 Les défauts internes.....	6
I-4 Montage des sondes.....	6
I-5 Branchements électriques	7
I-6 Critères de choix d'un capteur	8
I-7 Les capteurs à courant de Foucault	8
I-7-1 Classification des défauts détectés	8
I-7-1-2 Sonde interne	8
I-7-1-3 Sonde ponctuelle	9
I-7-1-4 Bobine plate	13
I-7-1-5 Sonde interne tournante	13
I-7-2 Classification selon la fonction	13
I-7-2-1 Capteur à double fonction.....	14
I-7-2-2 Capteur à fonctions séparées	14
I-7-3 Modes de contrôles	14
I-7-3-1 Mode absolu	15
I-7-3-2 le mode différentiel.....	15
I-9-3-2 Le mode compensé	15
I-4 Les techniques de Contrôle Non Destructif.....	16
I-4-1 Examen visuel	16
I-4-2 Le ressuage	16
I-4-3 La magnétoscopie	

SOMMAIRE

I-4-4 La thermographie stimulée	17
I-4-5 la radiographie.....	18
a. Les avantages de la radiographie	18
b. Les inconvénients de la radiographie	18
I-4-6 Contrôle Non Destructif par ultrasons.....	19
I-4-6-1 Principe de la méthode	19
1.4.7 Les méthodes de contrôle couplées	20
I-4-8Contrôle Non Destructif par courants de Foucault	20
I-4-8-1Contrôle Non Destructif par courants de Foucault classique	22
I-4-8-1-1 L'effet de peau	22
I-4-8-1-2 Comparaison des techniques de CND	22
I-4-8-2 Technique de contrôle par courants pulsés	23
I-5 Multi capteurs et capteurs multiéléments	23
I-5-1 Exemple d'un système multi-capteurs (Sonde multiéléments et caméra haute résolution)	23
I-5-1-1 Description du système.....	24
I-5-1-2 Multicapteurs à courant de Foucault.....	24
I-5-1-3 Technologie des courants de Foucault multiéléments	24
I-5-1-3-1 Définition d'une sonde CF multiéléments	25
I-6 Les différents modes d'excitation	25
I-6-1 excitation mono fréquence	26
I-6-2 Excitation multifréquences.....	27
I-6-3 Excitation pulsé	27
I-7 Camera magnétique.....	27
I-8 Plan d'impédance normalisé	28
I-9 Avantages et inconvénients du contrôle par courants de Foucault	28
a) Les inconvénients	28
b) Les avantages	28
Conclusion	29
Chapitre II : Les méthodes de calcul du champ électromagnétique	30
II-1Introduction	30
II-2Les méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles (EDP).....	30
II-2-1Les méthodes analytiques	30
II-2-2Les méthodes semi-analytiques	31
II-2-3 Les méthodes numériques.....	31
II-2-3-1Méthode des intégrales de frontières.....	31
II-2-3-2 Méthodes des volumes finis.....	33

SOMMAIRE

II-2-3-3Méthode des intégrales	34
II-2-3-4Méthode des différences finies.....	35
a) La discrétisation d'une fonction.....	35
b) Approximation des dérivées.....	36
II-2-3-4-5Méthodes des éléments finis.....	36
a) La discrétisation.....	38
b) Eléments finis de référence.....	38
c) La fonction d'interpolation.....	38
• La fonction d'interpolation sur un élément	29
• La fonction d'interpolation sur un domaine.....	29
II-2-3-5-1Principe de la méthode.....	29
II-2-3-4-5-2Formulation variationnelle.....	41
II-2-3-4-5-3Formulation projective (résidus pondérés).....	
Conclusion	41
Chapitre III : Formulations électromagnétique et éléments finis	41
III-1 Introduction	42
III-2 Equations de base de l'électromagnétisme.....	43
III-2-1 Equations de Maxwell	44
➤ Forme intégrale.....	45
➤ Forme intégrale.....	45
III-2-1-2 Lois de comportements.....	45
III-2-1-3Loi d'Hom.....	45
III-2-1-4 Equation de continuité.....	45
III-2-1-5 Relations de passage.....	46
III-3 Les conditions aux limites.....	46
III-3-1 les conditions de Dirichlet.....	46
III-3-2 Les conditions de Neumann.....	48
III-3-3 Les conditions mixtes.....	48
III-3-4 les conditions de périodicité et d'anti périodicité.....	48
III-4 Modèles mathématiques.....	49
III-4-1 Différents types d'équations aux dérivées partielles.....	49
III-4-1-1 Equation Elliptique.....	49
III-4-1-2 Equation parabolique.....	49
III-4-1-3 Equation hyperbolique.....	49
III-5. Modèle magnétodynamique.....	49
III-5-1 Formulation en termes de potentiel vecteur magnétique A.....	

SOMMAIRE

III-5-2 Formulations duales en potentiels combinés.....	50
III-5-2-1 Introduction des potentiels.....	51
➤ La formulation A- Ψ	
➤ Formulation magnétique T - Φ	52
III-5-3. Equations dans les différents milieux du système	53
➤ Equation dans le vide.....	
➤ Equation dans l'inducteur.....	54
➤ Équation dans l'induit (charge).....	
III-6 Les méthodes d'exploitation du phénomène du courant de Foucault	54
III-6-1 Les techniques de mesure de l'impédance.....	54
III-6-1-1Méthode directe.....	55
a) Mesure de la tension et du courant.....	56
b) Mesure par impédance- mètre.....	
III-6-1-2 Utilisation d'un conditionneur.....	56
III-6-2 Les techniques de calcul de l'impédance.....	56
III-6-2-1 Impédance déduite à partir de l'énergie électromagnétique.....	
III-6-2-2 Impédance déduite à partir de la théorie des circuits.....	56
III-6-2-3Impédance exploitant l'induction ou le flux magnétique.....	57
III-7 Formulation éléments finis des équations électromagnétiques.....	57
III-7-1 Equations magnétostatiques.....	58
III-7-1-1 Cas cartésien.....	60
III-7-1-2 Cas axisymétrique.....	60
III-7-2 Equations magnétodynamique.....	60
III-7-2-1 Cas cartésien.....	62
III-7-2-2 Cas axisymétrique.....	
Conclusion.....	64
	65
Chapitre IV : Applications et validation.....	66
IV-1 Introduction.....	
IV-2 Simulation 2D.....	
IV-2-1 Description de la simulation:.....	67
IV-2-2 Formulation électromagnétique du problème	67
IV-2-3 Organigramme de calcul.....	67
IV-2-4 Première application.....	69
IV-2-4-1 Domaine d'étude et conditions aux limites.....	70

SOMMAIRE

IV-2-4-2 Résultats en termes de potentiel vecteur magnétique.....	70
IV-2-4-3 Résultats en termes de variation d'impédance.....	71
IV-24-3-1 Effet de la fréquence.....	72
IV-24-3-2 Effet du lift off.....	73
IV-24-3-3 Effet de la profondeur de défaut.....	74
IV-2-4-3-4 Effet du paramètre électrique.....	74
IV-2-4-3-5 Effet de la longueur du défaut.....	75
IV-2-4-3-6 Plan d'impédance normalisée.....	76
IV-2-5 Deuxième application.....	77
IV-2-5-1 Description de la simulation.....	78
IV-2-5-2 Domaine d'étude et conditions aux limites.....	78
IV-2-5-3 Résultats en termes de potentiel vecteur magnétique A.....	79
IV-2-5-4 Résultats en termes de variation d'impédance.....	80
IV-2-5-4-1 Effet de la fréquence.....	81
IV-24-3-1 Effet de la distance entre capteurs.....	81
IV-3 Simulation en 3D.....	82
IV-3-1 Présentation du logiciel.....	83
IV-3-2 Applications.....	83
✓ Influence de la fréquence sur l'impédance.....	85
✓ Impact de la profondeur du défaut sur l'impédance.....	85
✓ Effet de la variation du lift off sur l'impédance.....	87
IV-3-3 Confrontation aux résultats expérimentaux.....	88
IV.4 Partie expérimentale.....	89
Conclusion Générale	95
	104

SOMMAIRE

Introduction générale

Dans l'industrie, les exigences de la fiabilité, de réduction des coûts de sécurité deviennent de plus en plus contraignantes. Pour une meilleure exploitation d'un produit industriel, il faut le maintenir en marche dans de bonnes conditions de sécurité, ce qui nécessite une parfaite connaissance de l'évolution des pièces qui le constituent. Cette connaissance implique un contrôle ne portant pas atteinte à l'intégrité des pièces et entravant le moins possible la disponibilité du produit. Ce ci justifie l'importance croissante que prend le contrôle non destructif. Les méthodes de contrôle non destructif (CND) sont utilisées soit pour évaluer des grandeurs caractéristiques du produit (épaisseur, conductivité,...), soit pour détecter la présence de défauts et les caractériser [1].

La technique des courants de Foucault (CF) est largement utilisée dans le domaine du CND, dès lors qu'il s'agit de matériaux électriquement conducteurs. Elle représente par exemple la moitié des contrôles dans le domaine de l'aéronautique. Cette méthode est en effet sensible à des défauts dans l'état géométrique ou électromagnétique d'une pièce, comme des inclusions, des fissures ou les effets de la corrosion. De plus, elle est aisée à mettre en œuvre, robuste dans le cadre des applications industrielles et relativement peu coûteuse. Cependant, le besoin grandissant de fiabilité et de rapidité pour les opérations d'inspection requiert le développement de nouveaux systèmes de contrôle [2].

Les capteurs à courants de Foucault sont utilisés depuis plus d'un siècle pour le contrôle des pièces conductrices notamment les pièces métalliques. De nos jours, la théorie des capteurs à courants de Foucault est déjà largement développée. Ils trouvent leurs applications dans divers domaines industriels qui vont de la mesure des propriétés de la matière, des mesures dimensionnelles jusqu'à la détection de défauts dans les pièces métalliques. Grâce à leur sensibilité aux défauts (les fissures de fatigue, les inclusions ou les effets de la corrosion), leur mise en œuvre, facile et robuste est largement répandue dans le cadre d'une utilisation industrielle. Cependant le besoin grandissant de fiabilité et de rapidité pour les opérations d'inspection provoque le développement de nouveaux capteurs [3]-[4]. Ce type de développement conduit au capteur matriciel, qui possède l'avantage de réduire considérablement le temps d'inspection et l'erreur de mesure par la variation de la distance capteur-cible (lift off). Ce capteur est constitué d'un ensemble de bobines identiques et fonctionnent de manière autonome [5]-[6]. L'alimentation par courant sinusoïdal, se fait selon différents modes : un par un, en série et en parallèle. L'information sur le défaut peut être extraite à partir de la variation d'impédance du capteur due à la modification des lignes du champ magnétique dans la cible [7]. L'utilisation des imageurs CF matriciels par exemple

permet d'obtenir des images CF avec une haute sensibilité ou une haute résolution, tout en réduisant les procédures de balayage mécanique, particulièrement coûteuses en temps. En effet, l'utilisation de matrices de capteurs permet de réaliser plusieurs mesures adjacentes de façon quasi-simultanée, et donc d'augmenter la rapidité de mesure. La fiabilité et la reproductibilité peuvent aussi être augmentées par des acquisitions redondantes [2].

Dans ce travail, nous nous intéressons à la réalisation ainsi que la modélisation du capteur matriciel. Pour modéliser un tel dispositif, plusieurs méthodes numériques de discrétisation peuvent être employées telles que: la méthode des éléments finis MEF, la méthode des volumes finis MVF, la méthode des différences finies MDF ...etc., pour lesquelles tout un chapitre en est consacré. Plusieurs travaux de recherches ont prouvé que la MEF est une méthode très prometteuse du point de vue temps de calcul et consommation d'espace mémoire de stockage [5], ainsi que par sa simplicité de mise en œuvre. Au cours de ce mémoire, nous avons choisi la méthode des éléments finis pour la modélisation numérique du capteur matricielle à courant de Foucault.

Ce manuscrit est réparti en quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre est consacré à une recherche bibliographique sur les systèmes multicapteurs, ou les différentes techniques du CND sont citées, notamment la technique à courants de Foucault.

Dans ce deuxième chapitre, les différentes méthodes analytiques et numériques de résolution des équations aux dérivées partielles, déduites des équations de Maxwell et de relations fondamentales de la physique ont été exposées. La méthode des éléments finis a été présentée en détaille vue son importance dans le traitement de notre problème grâce à la prise en compte de la complexité géométrique des structures multicapteurs.

Le troisième chapitre est destiné à la formulation mathématique à partir des équations de Maxwell du problème électromagnétique ainsi que les formulations éléments finis associées au problème traité ont été fournies. Les méthodes de calcul de l'impédance d'un capteur à courants de Foucault sont citées.

Le quatrième chapitre, quant à lui est dédié au banc d'essai expérimental, portant une description globale des différents éléments qui le compose, il traite des applications réalisées en considérant un dispositif à un seul capteur et un autre à deux capteurs en simulation par éléments finis 2D. Un calcul d'impédance a été effectué dans les deux cas. Une simulation par éléments finis 3D est effectuée pour une structure multicapteurs. Des résultats expérimentaux

sont aussi fournis dans le cas d'une structure à un seul capteur concernant la variation de l'impédance en fonction de la position. Le cas d'une structure multicapteurs est aussi traité et les résultats sont confrontés aux résultats expérimentaux.

Nous terminons par une conclusion générale et perspectives.

Chapitre I: Généralités sur le CND

Historique

Le Contrôle Non Destructif constitue un champ d'application privilégié des découvertes de la physique. L'histoire du Contrôle Non Destructif commence avec celle de la physique moderne à la fin du XIX siècle : découverte des rayons X, des courants de Foucault, de la Piézo-électricité, etc. Ce n'est toutefois qu'à partir de la seconde guerre mondiale que les techniques de Contrôle Non Destructif ont pris leur essor dans l'industrie, en particulier dans la métallurgie : contrôle des aciers, radiographie des soudures. Une importante accélération du progrès et du développement des techniques du Contrôle Non Destructif s'est manifestée ensuite vers les années 1960-1970 avec le développement rapide de secteurs très demandeurs tels que les centrales électriques nucléaires ou encore l'aéronautique [8].

I.1 Introduction

On désigne par contrôle non destructif (CND) l'ensemble des procédés permettant de caractériser l'intégrité des structures ou des matériaux sans les endommager. Ceci peut correspondre à deux types de contrôles: l'estimation d'un paramètre constitutif de la pièce comme par exemple l'épaisseur d'une paroi, la distance à un objet, les propriétés électromagnétiques constitutives du matériau; la recherche d'une rupture de ces paramètres. Dans le deuxième cas, il s'agit en général de défauts, qui peuvent être par exemple des fissures, des inclusions, des porosités, des effets de la corrosion ou de la fatigue mécanique [9].

L'emploi de cette procédure de contrôle se produit souvent à différentes étapes de la vie d'un produit, que ce soit au cours de sa fabrication, de son utilisation ou dans le cadre d'opérations de maintenance [10].

Le CND intervient pour répondre à différents enjeux, et doit satisfaire au mieux les critères suivants.

- **La rapidité d'exécution:** Il faut que le contrôle soit rapide pour qu'il ne soit pas trop pénalisant à la fois en termes d'immobilisation physique de chaque pièce, mais aussi au niveau des coûts que sont le temps de travail de la main-d'œuvre ou les frais de fonctionnement de l'usine.
- **Le coût :** Le contrôle qualité représente sur les pièces complexes un coût non négligeable et qui doit être minimisé dans la mesure du possible.
- **La reproductibilité :** La mesure ne doit pas souffrir des circonstances extérieures : une même pièce contrôlée plusieurs fois doit toujours donner le même résultat.

- **la fiabilité** : Le contrôle doit remplir son cahier des charges, et par exemple détecter tous les défauts qu'il est censé être capable de détecter, indépendamment des conditions d'inspection.
- **la sensibilité** : La sensibilité est le rapport des variations de la mesure et du mesurant. Plus la sensibilité est grande, plus les petites variations du mesurant sont détectables, comme par exemple les défauts de faibles dimensions.
- **La résolution** : La résolution est la plus petite variation de signal pouvant être détecté, par exemple la dimension du plus petit défaut. Usuellement est défini le pouvoir de résolution, ici la dimension du plus petit défaut visible. Le pouvoir de résolution est fort si cette dimension est petite. Parmi ces six critères, il est naturel de penser que la rapidité, la reproductibilité et la sensibilité sont respectivement fortement liées au coût, à la fiabilité et à la résolution. Il est très souvent nécessaire de consentir à des compromis entre les trois groupes ainsi définis [8] [9].

I.2 Principe du Contrôle Non Destructif

Sous le vocabulaire « essai non destructif » ou encore contrôle non destructif (ce dernier évoquant mieux l'aspect qualité industrielle que le premier qui évoque plutôt les examens en laboratoire) est regroupé un ensemble de techniques et /ou de procédés aptes à fournir des informations concernant la santé d'une pièce ou d'une structure, tout en préservant l'intégrité des produits contrôlés. Le terme santé s'il souligne une certaine parenté avec le domaine des examens d'aide médicale, comme la radiologie ou l'échographie, délimite bien l'objectif des contrôles non destructifs qui est la mise en évidence de toutes les défauts susceptibles d'altérer la disponibilité, la sécurité d'emploi et/ou plus généralement la conformité d'un produit à l'usage auquel il est destiné. Le CND apparaît comme un élément majeur dans le contrôle de la qualité des produits. Il se différencie de l'instrumentation de laboratoire et industrielle puisque l'objet est la détection des hétérogénéités et anomalies plutôt que de mesurer des paramètres physiques.

I.3 Principe de la détection d'un défaut

Les techniques du CND sont fondées sur la déformation du champ d'une grandeur physique par discontinuité. Un phénomène physique est donc exploité pour détecter une hétérogénéité dans un matériau [11] [25] [26].

I.4 Classification des défauts détectés

Le terme *défaut* est relatif et peu précis, mais sa connotation négative évoque bien le rôle que joue le contrôle non destructif dans la recherche de la qualité. En fait, détecter un défaut dans une pièce, c'est physiquement, mettre en évidence une hétérogénéité de matière, une variation locale de propriété physique ou chimique préjudiciable au bon emploi de celle-ci. Les défauts peuvent être classés en deux grandes catégories liées à leur emplacement: les défauts de surface, les défauts internes

I.4.1 Les défauts de surface:

Accessibles à l'observation directe, mais pas toujours visibles à l'œil nu. Ils peuvent être classés en deux catégories distinctes :

a) Les défauts ponctuels

Correspondent aux défauts les plus nocifs sur le plan technologique, puisqu'il s'agit des criques, piqures, fissures, craquelures, généralement aptes à provoquer à terme la rupture de la pièce, en initiant par exemple des fissures de fatigue. Dans les pièces métalliques, l'épaisseur de ces fissures est souvent infime (quelque μm) et elles peuvent être nocives dès que leur profondeur dépasse quelques dixième de millimètre ce qui implique l'emploi pour leur détection des méthodes non destructives sensibles, telles que le ressuage, la magnétoscopie, les courants de Foucault et les ultrasons.

- b) Les défauts d'aspect :** C'est une variation de paramètres géométriques ou physiques (rugosité, surépaisseur, taches diverses) qui est visibles et rend le produit inutilisable. Ici le contrôle visuel est possible, mais on cherche à le remplacer par des contrôles optiques automatiques.

I.4.2 Les défauts internes

Sont des hétérogénéités de natures, de formes, de dimensions extrêmement variées, localisées dans le volume du corps à contrôler.

I.5 Montage des sondes

Les sondes comportent des bobines avec ou sans noyau magnétique (fig.9), ce dernier est utilisé pour limiter les zones d'interaction de la bobine, on couple généralement celle-ci avec un circuit magnétique de grande perméabilité. Peut être réalisé en tôle feuilletée à basse fréquence ou en ferrite pour les fréquences élevées. Son rôle est de canaliser les lignes de champ magnétique.



a. Bobine sans noyau magnétique

b. Bobine avec noyau magnétique (Ferrite)

Figure I-1: Bobines réelles.

I.6 Branchements électriques

Il existe un grand nombre de façons de mettre en œuvre des bobinages pour réaliser un contrôle par courants de Foucault. Nous indiquons ici les montages de base à partir desquels d'autres montages peuvent être envisagés selon la nature du produit à contrôler [27].

I.7 Critères de choix d'un capteur

Les critères du choix d'un capteur sont exposés sur la figure I.2.

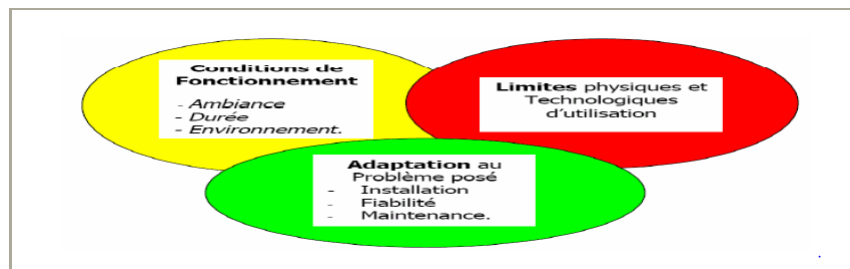


Figure I-2: Critères de choix d'un capteur [28].

I.8 Les capteurs à courant de Foucault

Le capteur est une bobine ou un ensemble de bobines qui sert à générer les courants de Foucault ainsi qu'à capter leurs effets. La grandeur mesurée est l'impédance ou une différence de potentiel représentant l'image du courant de Foucault. Plusieurs critères sont pris en compte durant la classification des capteurs du fait que leurs configurations diffèrent selon leurs géométries, leurs fonctions et leurs modes de contrôle.

I.8.1 Classification selon la géométrie

I.8.1.1 Capteur à bobine encerclant

C'est un capteur dont les enroulements de mesure entourent le produit à examiner. Il est utilisé pour contrôler par l'extérieur des objets de faibles sections, les tubes, les barres, [29].

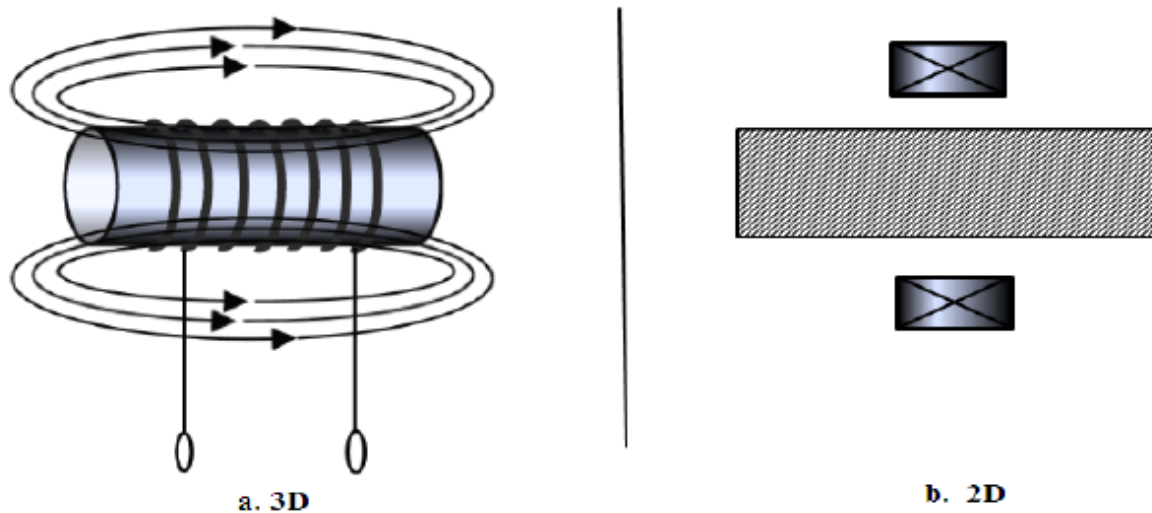


Figure I-3 : Bobine encerclant.

I.8.1.2 Sonde interne

C'est un capteur qui est destiné à l'examen d'un produit creux par l'intérieur, dont les enroulements de mesure entourent l'axe de translation. Ils opèrent soit avec ou sans noyau (figure 12).

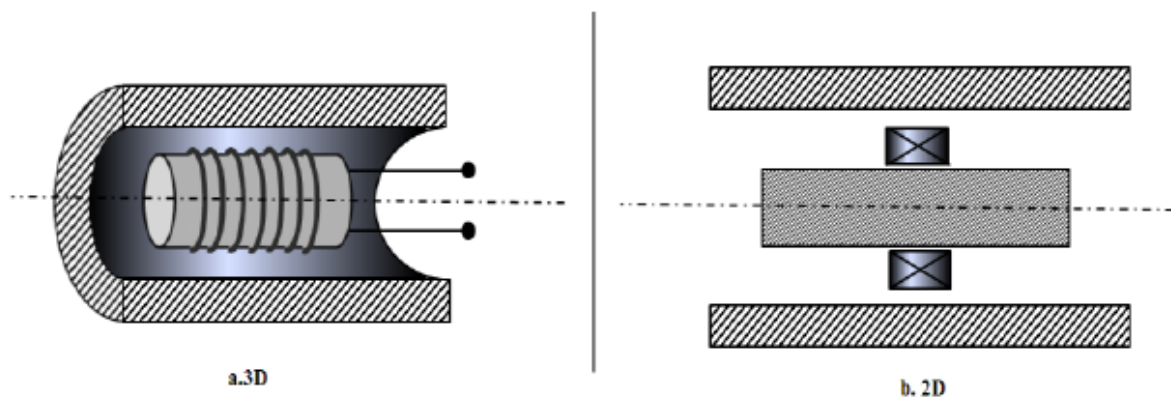


Figure I-4 : Bobine interne glissante avec noyau.

I.8.1.3 Sonde ponctuelle

Elle est utilisée pour l'inspection des objets à des endroits précis. L'axe du capteur est perpendiculaire à la surface de la pièce. En effet, ce capteur permet de faire un contrôle local des pièces, même celles dont la géométrie est complexe, Figure (13)

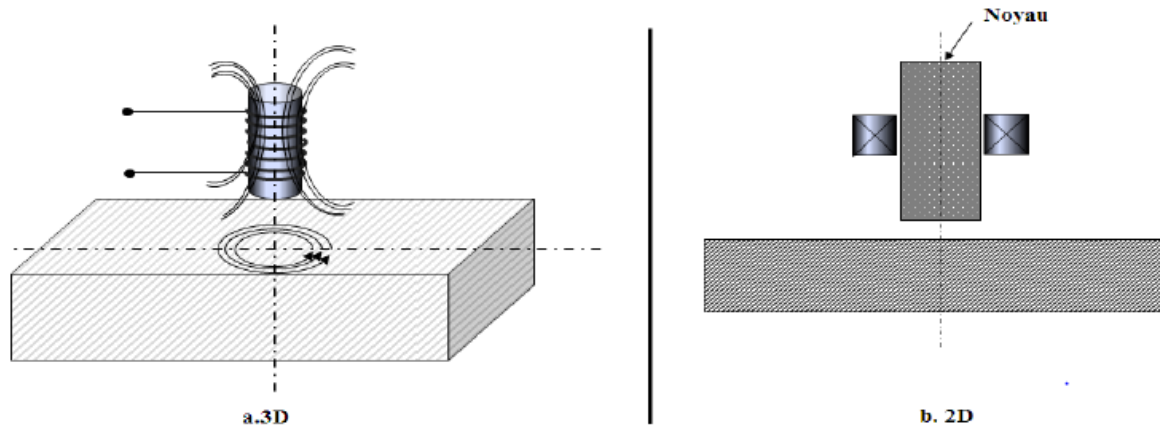


Figure I-5 : Bobine simple avec noyau.

I.8.1.4 Bobine plate

De la même que la bobine ponctuelle, ce capteur opère sur les surfaces des pièces. Vue sa géométrie, sa zone d'action est plus large, figure (14).

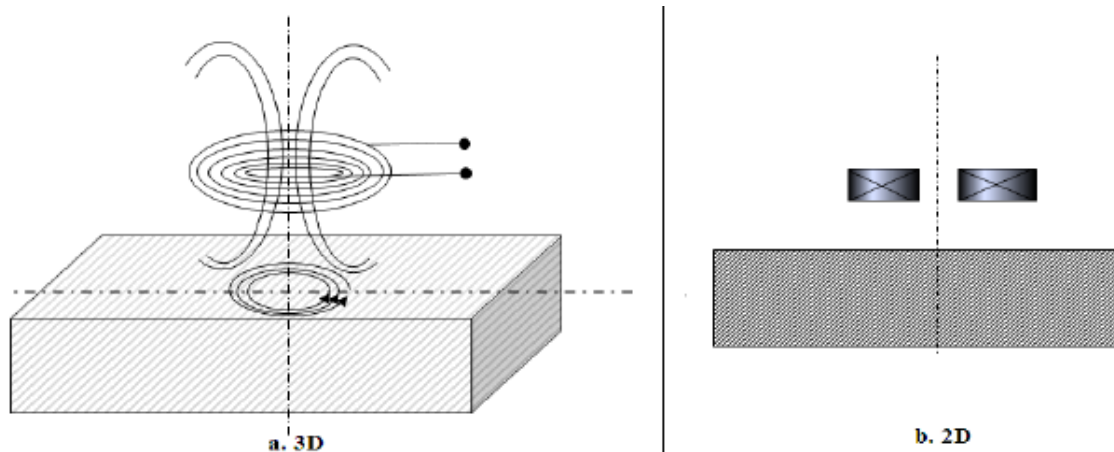


Figure I-6: Bobine plate.

I.8.1.5 Sonde interne tournante

Dans ce cas, le capteur tourne autour de l'axe de translation. Il en résulte alors un champ magnétique perpendiculaire à l'axe du tube. Ce capteur permet de localiser le défaut avec précision sur la surface interne du tube.

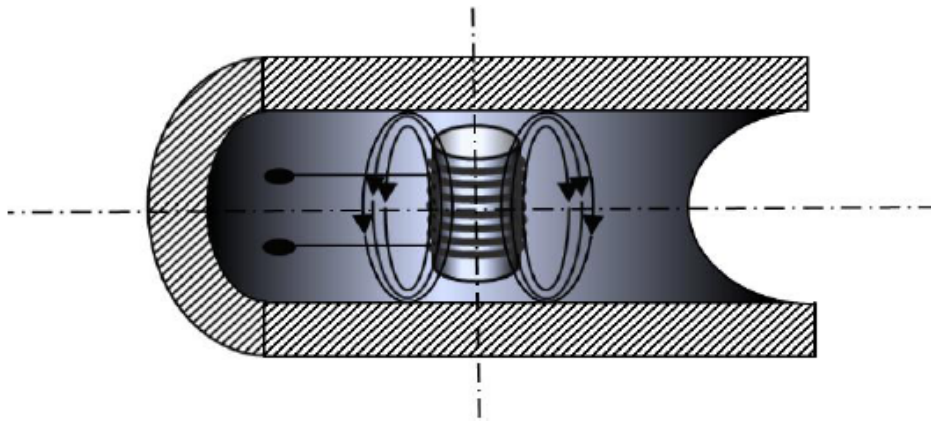


Figure I-7: Capteur interne tournant.

I.8.2 Classification selon la fonction

En principe, tous les capteurs assurent deux fonctions : la fonction d'alimentation et de mesure. Si ces dernières sont assurées par un seul enroulement, on parle de capteur à double fonction, sinon il s'agit d'un capteur à fonction séparée.

I.8.2.1-Capteur à double fonction

Très utilisé dans les applications type courant de Foucault sinusoïdaux. C'est un capteur dans lequel les fonctions d'excitation et de réception sont assurées par la ou les mêmes bobines. La bobine d'excitation sert aussi d'élément de mesure. L'exploitation se fait par la mesure de l'impédance équivalente de la bobine dans son environnement. Cette impédance se calcule sur la base du modèle du transformateur, le primaire étant la bobine, le matériau constituant un secondaire en court-circuit. Ce type de capteurs favorise la détection de grandeurs à évolution lente telles que l'épaisseur de revêtement et de conductivité.

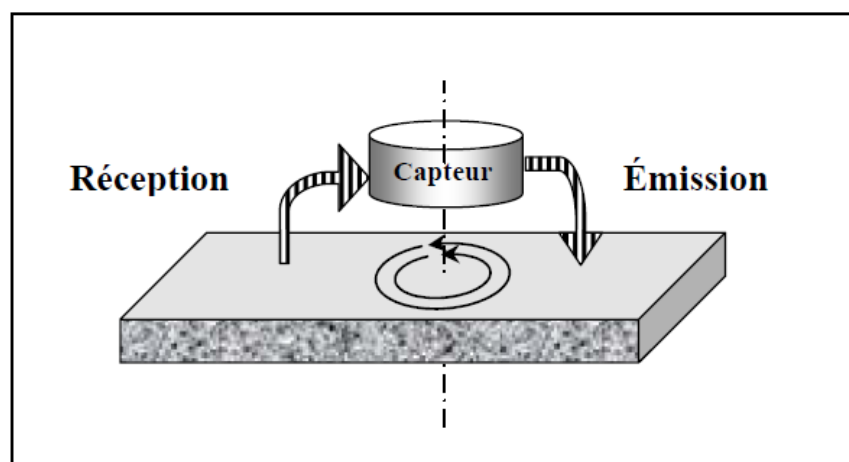


Figure I-8: Capteur à double fonction.

I.8.2.2. Capteur à fonctions séparées

Le capteur est muni d'un second enroulement qui servira uniquement pour la mesure, La réception peut alors se faire à un endroit différent de la position de l'émetteur. Dans la plupart des cas, l'élément de mesure est une bobine plus petite aux bornes de laquelle on mesure la DDP induite. On effectue dans ces conditions une mesure de la dérivée d'une composante de l'induction magnétique. On trouve aussi des mesures par une sonde à effet Hall ce qui permet d'accéder directement à l'induction [1] [18] [21] [29] [30].

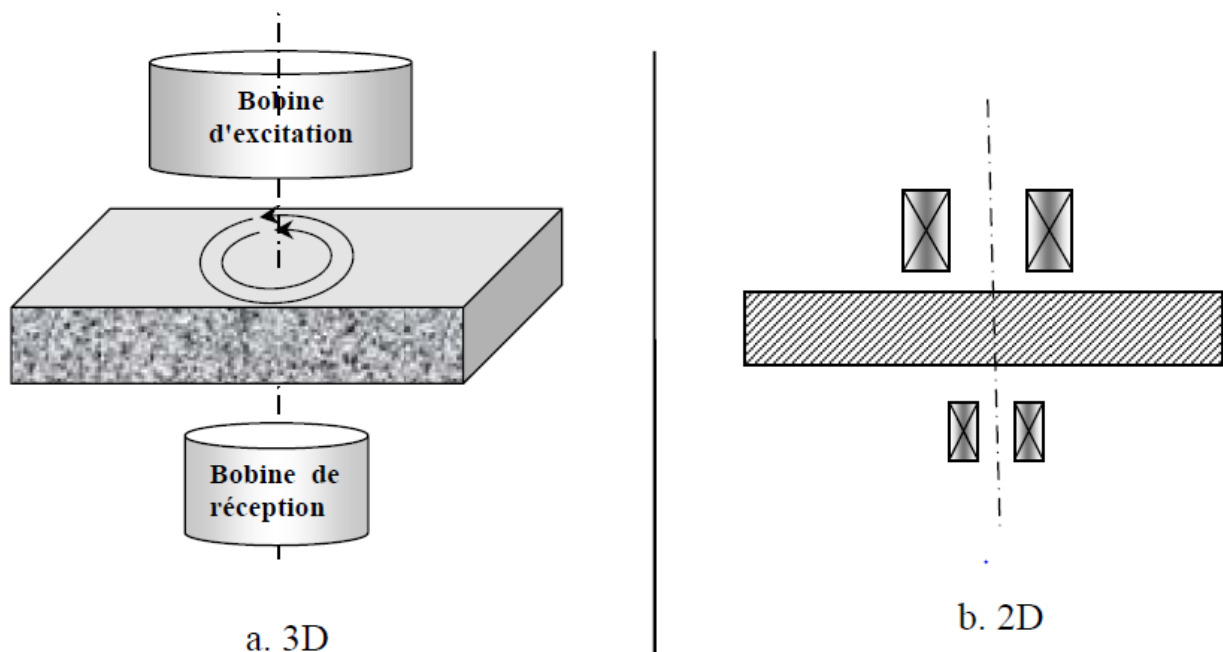


Figure I-9: Capteur à fonctions séparées.

I.8.3 Modes de contrôles

En fonction de l'intensité du champ dépendant des caractéristiques électromagnétiques de la pièce à inspecter et des perturbations éventuelles, nous distinguons trois modes de mesure : le mode absolu, le mode différentiel et le mode compensé.

I.8.3.1 Mode absolu.

Destiné à mesurer la valeur effective des caractéristiques du produit à examiner par rapport à une référence fixe. La méthode absolue utilise un capteur à double fonctions et la mesure se fait par comparaison du signal reçu à une référence artificielle électronique. Ce mode permet d'accéder aux grandeurs utiles et perturbatrices (exemple : Température).

I.8.3.2. le mode différentiel

Le capteur différentiel est constitué d'au moins deux éléments rigidement liés. La mesure différentielle équivaut à comparer deux mesures effectuées simultanément en deux emplacements voisins. Dans le cas d'une pièce saine, l'impédance du capteur différentiel est nulle. Ce type de capteur est particulièrement utilisé en déplacement le long d'une pièce pour détecter les discontinuités, il permet aussi de mettre en évidence des défauts métallurgiques et la variation dimensionnelle brutale telle que les fissures. Le principal avantage de ce mode de contrôle réside en la suppression de tout signal dû à des variations lentes telles les variations dimensionnelles ou les fluctuations de température ou de conductivité.

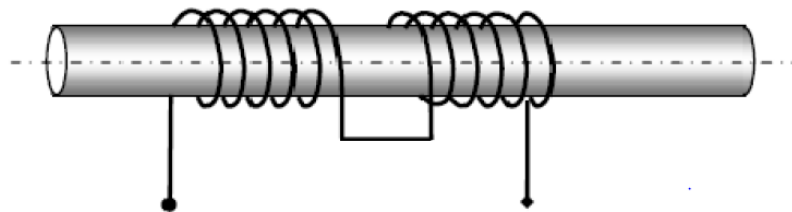


Figure I-10: Mesure différentielle.

I.8.3.3 Le mode compensé

Deux bobines sont utilisées, l'une à proximité d'une surface de la pièce à contrôler, l'autre à proximité de la surface saine. la première capte les grandeurs utiles et perturbatrices tandis que l'autre capte les signaux perturbateurs [8] [13] [21] [31].

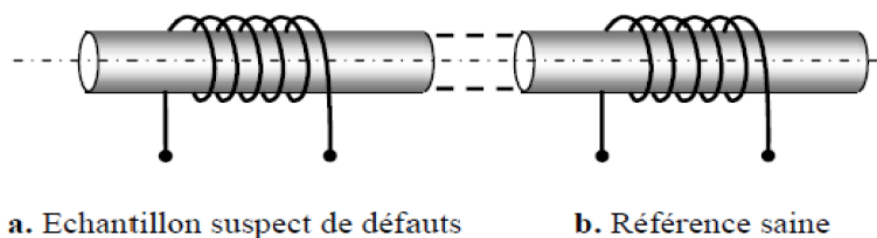


Figure I-11: Modèle compensé.

I.9 Les techniques de Contrôle Non Destructif

Diverses techniques ont été développées pour rechercher des défauts dans différents types de structures et de matériaux. Leurs performances respectives peuvent éventuellement être évaluées voire comparées à l'aide des critères précités. Toutes les techniques ne sont

cependant pas comparables, chacune étant appropriée à l'inspection d'une certaine catégorie de matériau.

Dans ce qui suit, nous allons traiter quelques techniques de CND classiques et rappeler leurs principales caractéristiques [11].

I.9.1 Examen visuel

Le contrôle visuel est le plus ancien des contrôles non destructifs. C'est la méthode la plus utilisée de par le monde, car la moins chère à mettre en œuvre.

Le contrôle visuel nécessite néanmoins une compétence certaine pour reconnaître la nature des défauts observés.

Il est généralement toujours réalisé en premier et peut servir d'indicateur pour les autres méthodes de contrôle prévues. Il permet en effet de déceler les défauts débouchant (fissure, tapure, crique, arrachement...) ainsi que les désordres et dégradations causés par les conditions de service ou d'environnement (corrosion, bleuissement, fissure de fatigue...) [12].

I.9.2 Le ressuage

Le ressuage consiste à appliquer sur la surface de la pièce à contrôler, préalablement nettoyée et séchée, un liquide d'imprégnation coloré ou fluorescent. Ce liquide pénètre, par capillarité, dans les ouvertures des défauts. Après un certain temps correspondant à la pénétration du liquide d'imprégnation dans les défauts, l'excès de liquide présent à la surface de la pièce est éliminé par lavage. La surface est ensuite recouverte d'un révélateur qui attire le liquide d'imprégnation retenu dans les défauts, ce que désigne le terme « ressuage ». Il donne ainsi une indication renforcée de ceux-ci, dont l'observation est alors généralement réalisée visuellement. Cette méthode peut mettre en évidence des défauts de 80 μm en largeur et 200 μm en profondeur avec un pénétrant coloré et 1 μm en largeur pour 20 à 30 μm en profondeur avec un pénétrant fluorescent. Le ressuage est une technique rapide et peu coûteuse, mais qui connaît les mêmes inconvénients que les procédés optiques, à cause de la nature visuelle de l'information utile. De plus, le liquide utilisé est souvent un liquide toxique ou polluant, d'autant plus dangereux s'il s'agit du contrôle de pièces de l'industrie nucléaire. Les normes environnementales de plus en plus contraignantes tendent à décourager l'emploi de cette technique, au profit des autres techniques existantes [13] [14] [15] [16].

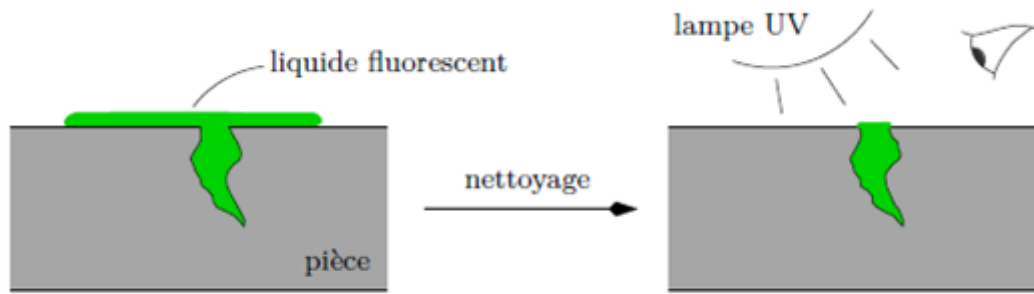


Figure I-12: Principe du ressuage.

I.9.3 La magnétoscopie

La magnétoscopie consiste à créer un flux magnétique intense à l'intérieur d'un ferromagnétique. En présence d'un défaut sur son chemin, le flux magnétique est dévié. Des particules colorées ou fluorescentes de type limaille de fer faisant office de révélateur (par analogie avec le ressuage) sont projetées dans la zone inspectée. Si leur répartition est homogène, la pièce inspectée est saine, sinon celle-ci fournit une signature caractéristique de la présence d'un défaut. Cette méthode fournit de bons résultats concernant la détection de défauts de surface mais atteint elle aussi rapidement ses limites dès lors que le défaut devient enfoui. Elle présente le même type d'inconvénient que la méthode de ressuage, en outre elle n'est applicable qu'aux matériaux magnétiques [10].

I.9.4 la thermographie stimulée

Le CND par thermographie stimulée consiste à appliquer une source d'énergie (lampe à incandescence, faisceau laser, flux d'air chaud...etc.). Sur la pièce à contrôler. Le flux résultant de chaleur dans la pièce, et donc la distribution de la température dans celle-ci, est fonction de ses propriétés thermiques et de sa géométrie. la mesure de distribution de la température à la surface de la pièce est obtenue au moyen de d'une caméra infrarouge (mesure du rayonnement thermique émis par la pièce). Ce qui permet, après résolution du problème inverse et analyse de retrouver certaines propriétés physiques et/ou géométriques de la pièce. L'excitation énergétique peut être de type impulsionnel ou périodique [14].

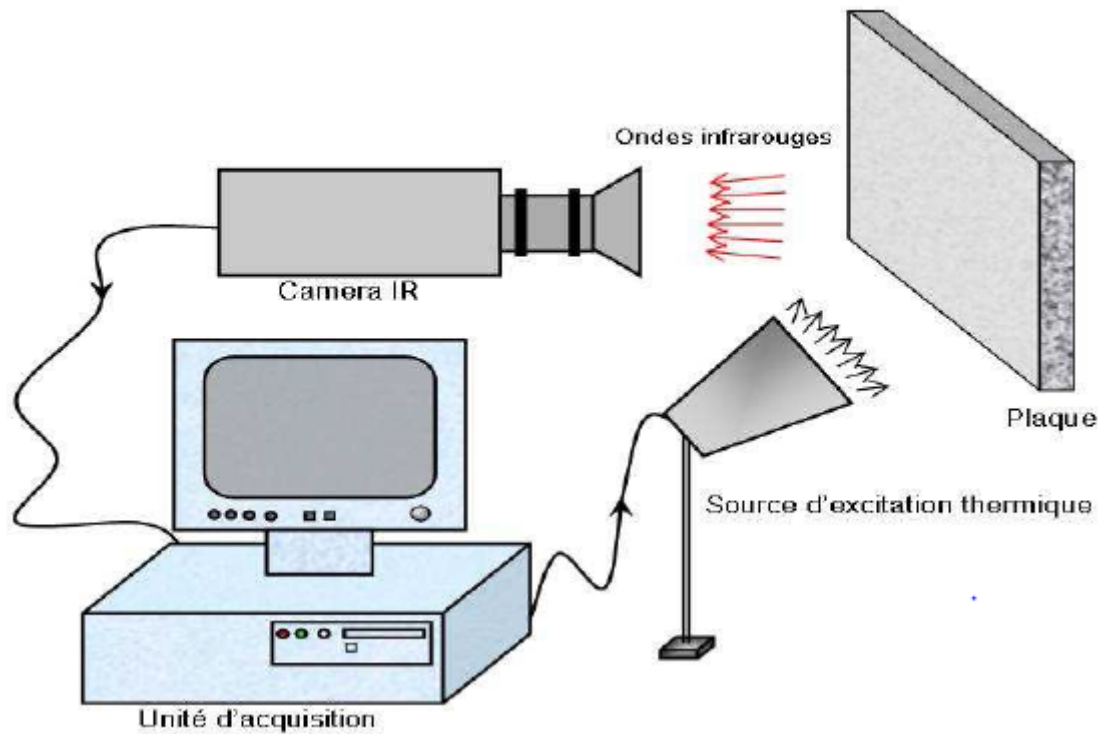


Figure I-13: Principe du contrôle par thermographie stimulée [14].

I.9.5 la radiographie

Elle repose sur le même principe que celui utilisé dans le domaine médical. Consiste à faire traverser par un rayonnement électromagnétique de très courtes longueurs d'ondes (rayons x, rayons γ) la pièce à inspecter [2]. Un récepteur approprié (détecteur), un film dans la plupart des cas est souvent placé derrière la cible afin de récupérer le rayonnement transmis. Une fois développé, le film permet d'obtenir une image interne de la pièce et de localiser les éventuels défauts internes [17].

a. Les avantages de la radiographie

Les avantages majeurs des techniques radiographiques X et γ sont :

- fournir une image constituant directement un document archivable du contrôle montrant l'absence présumée ou la présence d'un défaut dont on peut éventuellement apprécier la nature et la taille.
- garantir, dans une certaine mesure, la fiabilité de l'examen.

b. Les inconvénients de la radiographie

- l'interprétation des images exige un haut niveau d'expertise, de plus, cette technique est extrêmement coûteuse et impose des conditions de sécurité pour l'opérateur et l'environnement, qui rendent son utilisation en industrie complètement inadaptée.
- le risque de ne pas détecter les fissures présentes sur l'axe du faisceau.
- la faible productivité alliée à un coût élevé lorsqu'il s'agit de faire de multiples examens systématiques avec films.
- La nécessité de mettre en œuvre des dispositifs et des procédures de protection du personnel.

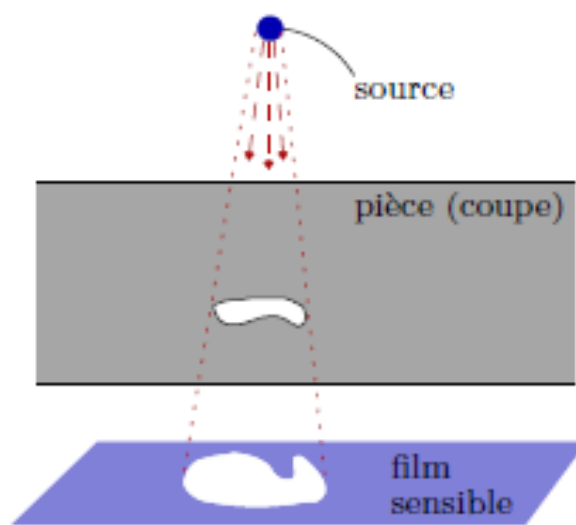


Figure I-14 : principe de la radiographie [2].

I.9.6 Contrôle Non Destructif par ultrasons**Principe de la méthode**

Les ultrasons sont des ondes sonores qui se propagent dans les milieux élastiques. Des modifications locales du milieu parcouru (fissures, défaut de compacité, ...) engendrent des perturbations dans la propagation de l'onde. Le contrôle par ultrasons a donc pour principe d'analyser, à l'aide d'instruments de mesure appropriés, les modifications apportées à la progression des ondes sonores.

I.9.7 Les méthodes de contrôle couplées

Les méthodes non destructives considérées isolément ne fournissent pas nécessairement l'ensemble des réponses aux questions posées : les réponses peuvent être partielles ou

insuffisamment précises. L'association de différentes techniques peut compléter et améliorer le diagnostic.

Récemment, les méthodes couplées ont vu le jour et certaines révèlent encore du domaine de la recherche : les méthodes électromagnétiques acoustiques, électromagnétiques ultrasonores ou magnéto-optiques [14][17].

I.9.8 Contrôle Non Destructif par courants de Foucault

Dans le contrôle non destructif on trouve deux techniques de contrôle par courants de Foucault ; la plus utilisée est la technique de contrôle par courants de Foucault classique qui utilise un champ électromagnétique sinusoïdal pour créer les courants d'induction. Elle est surtout applicable pour la recherche de défauts surfaciques, ou sub-surfacique

I.9.8.1 Contrôle Non Destructif par courants de Foucault classique

Cette méthode s'applique à tous les matériaux conducteurs de l'électricité. Elle consiste à placer une pièce conductrice dans un champ magnétique variable dans le temps. Celle-ci est alors parcourue par des courants induits, appelés "courants de Foucault" (physicien français 1819-1868). Ainsi, une bobine placée à proximité d'une pièce conductrice et parcourue par un courant variable, alternatif par exemple, génère de tels courants induits dans la pièce. Ces courants créent eux-mêmes un flux magnétique induit qui s'oppose au flux d'excitation, modifiant par là même la f.é.m. de la bobine. C'est l'analyse de cette variation de f.é.m. qui fournira les informations exploitables pour un contrôle ; en effet, le trajet, la répartition et l'intensité des courants de Foucault dépendent des caractéristiques physiques et géométriques du corps considéré, ainsi bien entendu que des conditions d'excitation (paramètres électriques et géométriques du bobinage). On conçoit dès lors qu'un défaut, constituant une discontinuité électrique venant perturber la circulation des courants de Foucault, puisse engendrer une variation de la f.é.m. induite dans la bobine ou de manière équivalente la variation d'impédance (cas harmonique) décelable au niveau de la bobine d'excitation.

Ce principe simple est surtout utilisé pour détecter des défauts superficiels, dans la mesure où les courants de Foucault se développent principalement sur la surface des corps conducteurs (effet de peau).

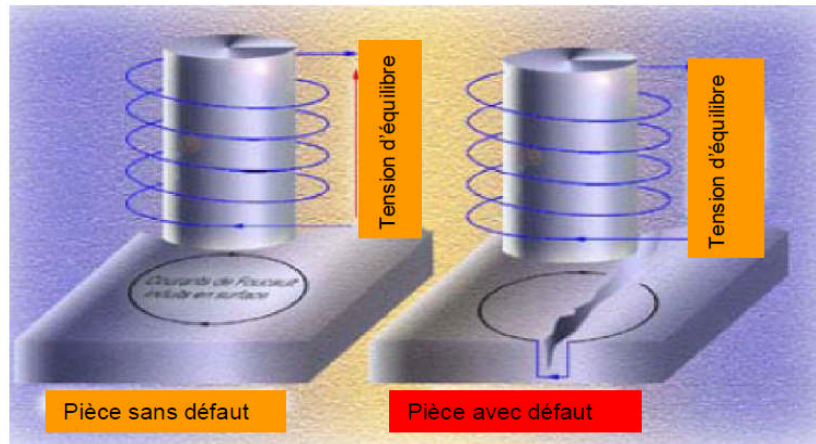


Figure I-15: Chemin des courants de Foucault [18].

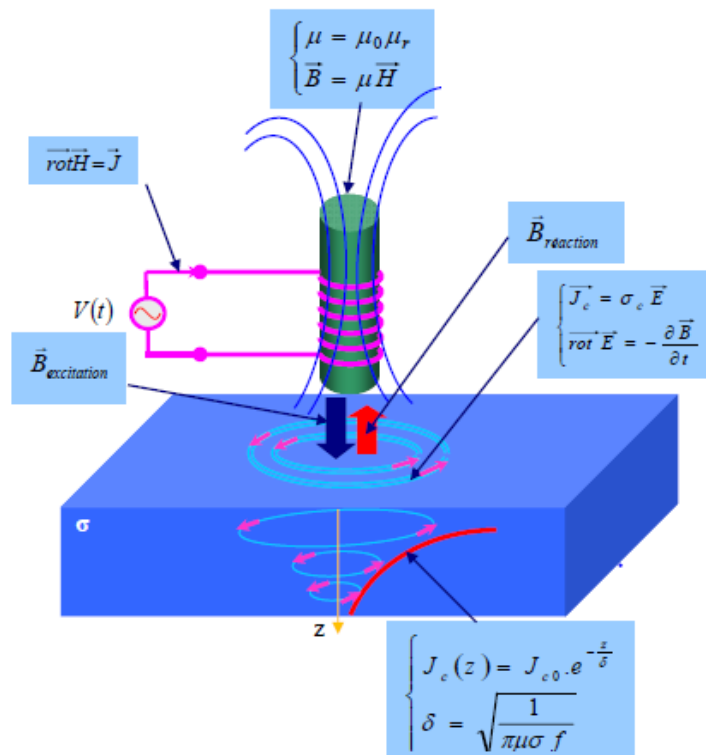


Figure I-16: Principe du Contrôle Non Destructif par courant de Foucault.

Si on considère une pièce plane infinie excitée par une nappe de courants extérieurs, de fréquence f , parallèle au plan, le module de la densité de courant dans la pièce est exprimé par la relation suivante :

$$J(z) = J_s e^{-\left(\frac{z}{\delta}\right)} \quad (\text{I. 1})$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\sigma \pi \mu f}} \quad (\text{I. 2})$$

Avec :

- z : la profondeur considérée à l'intérieur de la pièce.
- $J(z)$: le module de la densité de courant à la profondeur z .
- J_s : le module de la densité de courant à la surface de la pièce ($z = 0$).
- δ : la profondeur de pénétration ou épaisseur de peau [1] [19] [20].

L'effet de peau :

C'est un phénomène physique qui se manifeste dans les milieux conducteurs lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétique(ou courant) variable dans le temps, le champ électromagnétique est alors concentré dans une couche surfacique mince d'épaisseur δ qui correspond à la distance au-delà de laquelle les courants induits ont perdu 63% de leur amplitude, On peut constater que la densité du courant décroît de manière exponentielle dans la profondeur. La grandeur caractéristique de la profondeur de pénétration (épaisseur de peau) δ tirée de l'équation (I.2).

Où σ , μ et f sont respectivement la conductivité électrique, la perméabilité magnétique et la fréquence d'excitation. nous remarquons que l'effet de peau dépend de :

- La géométrie de la pièce conductrice.
- Des caractéristiques physiques de la pièce conductrice.
- La fréquence des sources et des phénomènes électromagnétiques. Pour voir l'influence de ce paramètre sur la profondeur de peau, nous avons choisi un échantillon de matériau composé d'un alliage de fer et nickel, connu sous le nom de Radiometal 36 (36% de nickel). Leurs Conductivité électrique et perméabilité magnétique théoriques sont données dans le tableau 1.

Matériaux	$\sigma [MSm^{-1}]$	μ_r
Alliage Titane	0.74	1
Inconel600	1.02	1.009
Acier inoxydable304L	1.39	1.04
Alliage Aluminium	18	1
Aluminium	35.4	1
Nickel	14.3	110
Fer	10	10000

Tableau I-1: Conductivité électrique et perméabilité magnétique théoriques de matériaux à contrôler dans l'industrie.

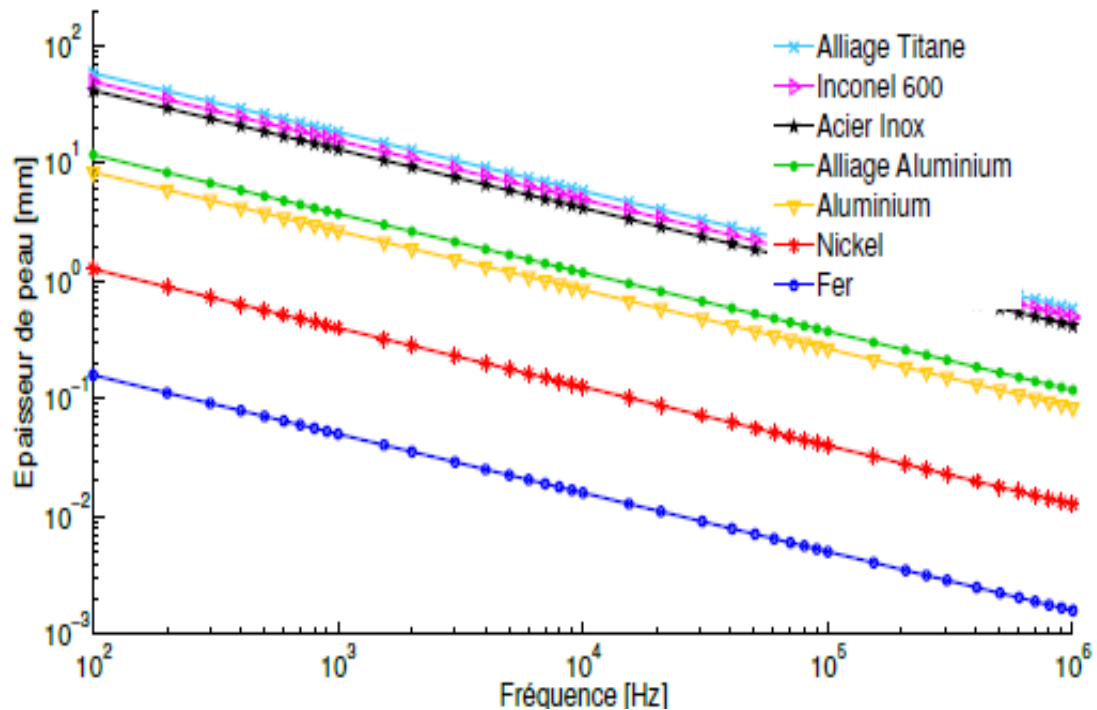


Figure I-17: Évolution de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence [72].

Comparaison des techniques de CND

Techniques	Défauts enfouis	Niveau d'expertise de l'opérateur	Durée du contrôle	Coût
Ressuage	Non	Moyen	Elevée	Moyen
Ultrasons	Oui	Faible	Elevée	Elevé
Radiographie	Oui	Moyen	Moyenne	Très élevé
Thermographie	Oui	Elevé	Elevée	Elevé
Courant de Foucault	Oui	Elevé	Moyenne à élevée (dépend du type de capteur)	Faible

Tableau I-2: Comparaison des techniques utilisées dans le CND [15].

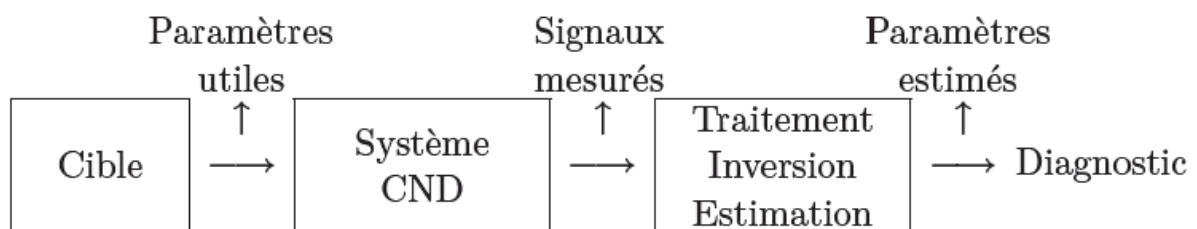


Figure I-18: Schéma générale d'un système CND [19].

I.9.8.2 Technique de contrôle par courants pulsés

Le contrôle par courants de Foucault pulsés est une nouvelle et émergente technique du contrôle non destructif. Les premières applications des courants de Foucault pulsés ont été développées pour la mesure d'épaisseurs de matériaux puis se sont étalées pour inspecter des assemblages rivetés, des inclinaisons et des objets de surfaces irrégulières, caractériser les

revêtements, détecter les défauts profonds et les corrosions même dans les structures en multicouches.

La méthode de contrôle par les courants de Foucault pulsés dérive de la précédente où le champ électromagnétique est généré par une impulsion de courant plutôt que par une tension sinusoïdale entretenue. Elle est très sollicitée pour le contrôle des matériaux multicouches et d'épaisseur plus importante.

L'onde électromagnétique ainsi engendrée se propage dans le matériau et est recueillie par une sonde réceptrice distincte et protégée du rayonnement direct de la bobine émettrice, le caractère «pseudo-échographique» des signaux les rend sensibles à la nature interne du matériau, ce qui explique que cette technique est utilisée pour la mesure d'épaisseur des revêtements et pour la détection de défauts sous-cutané. L'appareillage utilisé pour l'application de cette technique est illustré sur la figure (07), [17] [20] [22] [23].

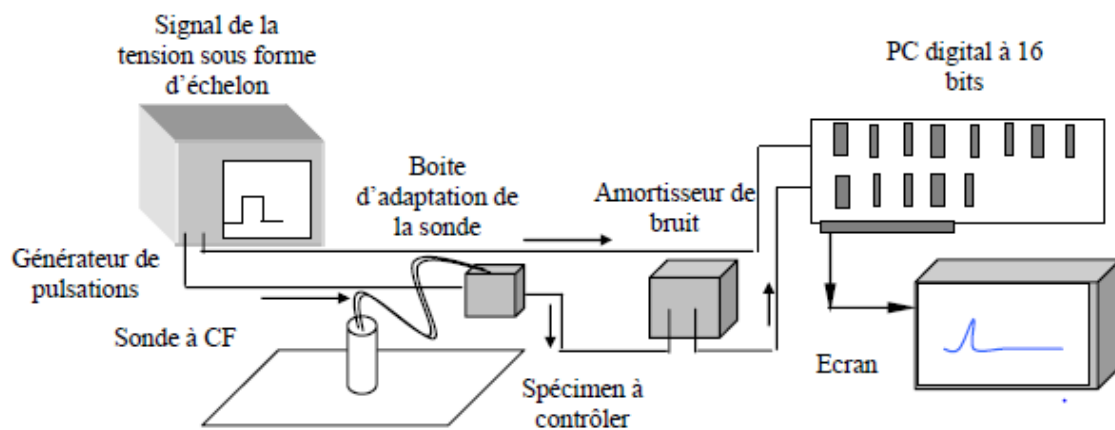


Figure I-19: Appareillage utilisé pour les courants pulsés [20].

I.10 Les multi capteurs et les capteurs multiéléments

Les solutions multi capteurs sont des associations matricielles de capteurs, micrométriques ou macro métriques qui visent à produire des signaux plus riches en information. De plus, les systèmes multicapteurs conformes aux structures de géométries complexes favorisent l'efficacité de l'inspection en simplifiant les systèmes de positionnement et de déplacement.

L'utilisation d'une matrice de capteurs à courants de Foucault dans le contrôle non destructif permet un gain considérable en temps d'inspection, réduit l'erreur de mesure par la variation de la distance capteur-cible (lift off) et une meilleure résolution spatiale par la miniaturisation des bobines. Elle peut être réalisée par assemblage d'un ensemble de capteurs identiques et fonctionnent d'une manière autonome, le contrôle est fait par échantillonnage de mesure.

Les progrès réalisés ces dernières années en matière d'intégration de capteurs et de leur instrumentation associée permet d'envisager des multicapteurs mettant en œuvre des éléments offrant une grande sensibilité au champ magnétique à mesurer.

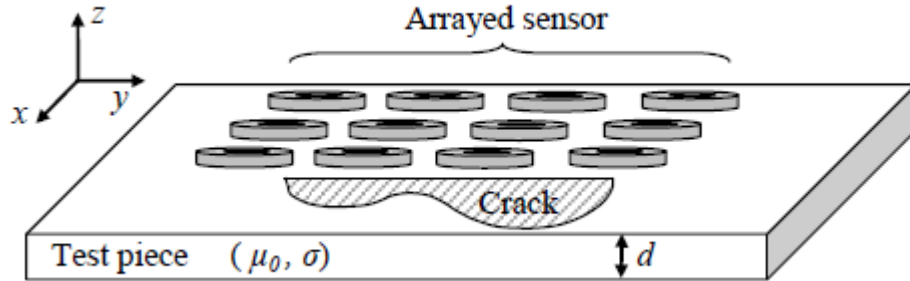


Figure I-20: Exemple de matrice de capteur sur une pièce avec défaut [14].

L'emploi de sondes CF multiéléments permet de remplacer un des deux axes dans un balayage bidimensionnel et offre plus de souplesse dans la configuration des courants de Foucault.

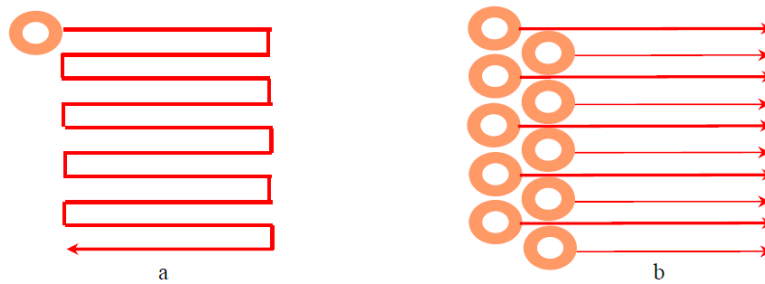


Figure I-18: Substitution d'un balayage de 10 parcours avec un autre d'un seul parcours

a : Bobine simple = balayage ligne par ligne.

b : Bobines multiples = balayage sur une ligne.

I.10.2 Technologie des courants de Foucault multiéléments

La technologie des courants de Foucault multiéléments (ECA, eddy current array) permet d'exciter et de lier électroniquement plusieurs capteurs CF disposés côte à côte dans un même assemblage de sonde. L'acquisition de données peut être réalisée au moyen du multiplexage, qui évite l'inductance mutuelle entre les capteurs individuels.

Définition d'une sonde CF multiéléments

C'est une sonde composée de beaucoup d'enroulements (Aucune interférence entre les enroulements) permettant une sensibilité plus élevée. Chacun de ces enroulements est optimisé pour une application déterminée et balaye un secteur spécifique. Une sonde CF multiéléments peut prendre n'importe quelle forme c.à.d. qu'elle peut être formée suivant la pièce à inspecter et être optimisée pour des applications différentes, sur la figure (22) un exemple d'une sonde CF multiéléments conforme à une forme courbée [9] [34].

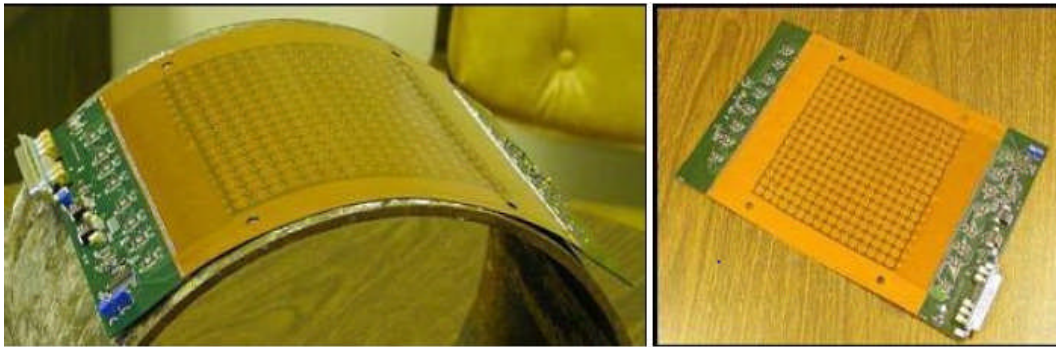


Figure I-19: Sonde multiéléments à courants de Foucault

I.11 les différents modes d'excitation

On distingue trois modes d'excitation :

- Excitation mono fréquence.
- Excitation multifréquence.
- Excitation pulsé.

I.11.1 excitation mono fréquence

Le courant de Foucault est obtenu par une excitation sinusoïdale de fréquence fixe qui peut être fournie par un générateur ayant une ou quelques fréquences fixes commutables. Le choix de la fréquence dépend essentiellement de l'application visée et de la sensibilité aux paramètres recherchés. La fréquence intervient sur la profondeur de pénétration et sur la séparation en phase des réponses de divers défauts. Pour une fréquence très basse, l'amplitude des courants de Foucault sera faible et la précision de mesure insuffisante à cause des bruits. Une fréquence trop élevée fait apparaître des phénomènes capacitifs parasites, engendrés par les capacités inter spires du capteur. Il n'y a cependant pas de critères simples et uniques du choix de la fréquence. Nous pouvons donc dire que ce mode d'excitation est limité en utilisation car il ne délivre pas une caractérisation fine des contrôles et n'élimine pas l'influence de l'ensemble des paramètres perturbateurs [14][30][35].

I.11.2 Excitation multifréquences

La méthode multifréquence est sans doute celle la plus utilisée dans le domaine du CND à courant de Foucault, développée en particulier pour le contrôle des tubes des générateurs de vapeur et des rails ferroviaires. En réalisant des mesures à plusieurs fréquences d'excitation, il est possible d'atténuer fortement l'effet des grandeurs perturbatrices. L'utilisation de n fréquences permet d'avoir $2*n$ informations réelles. Dans ce mode particulier d'utilisation des courants de Foucault, les générateurs excitent la bobine simultanément sur plusieurs fréquences. Le signal reçu est ensuite filtré par des passes bandes à forte pente. Ayant plus d'informations, il est possible d'éloigner les signaux perturbateurs du signal recherché. Il faut faire des mesures à plusieurs fréquences d'excitation pour avoir beaucoup d'information. Cette technique de mesure peut être réalisée en fréquences séquentielles ou en fréquences simultanées. La première excite le capteur par mono fréquence successive, c'est une technique qui met un temps d'exécution et d'acquisition de données important. La deuxième consiste à injecter au capteur simultanément plusieurs signaux de fréquences différentes. En pratique un système en double fréquence (10Khz et 100Khz) est utilisé pour le contrôle des rails ferroviaires et à trois fréquences simultanés (100Khz, 240Khz ,500Khz) pour les tubes de vapeur [14] [13] [26] [30].

I.11.3 Excitation pulsé

Une technique qui a vu le jour dans le milieu des années 50, destinait à l'évaluation de l'épaisseur de revêtement métallique, par la suite elle a été appliquée à la détection de défauts profonds, les dépôts sur les pièces dans le domaine de l'inversion du phénomène. Elle Consiste à émettre un champ magnétique de large bande de fréquence. La forme des signaux utilisés est variable dans le temps, c'est une excitation qui peut être des impulsions produite par une décharge capacitive ou bien une excitation impulsionnelle rectangulaire, triangulaire, ou semi sinusoïdale, cette dernière étant la plus utilisée en raison de sa simplicité de mise en œuvre [8] [9] [30].

I.12 Camera magnétique

La caméra magnétique, capte la distribution du champ magnétique en utilisant une matrice de capteurs à effet Hall sur la cible. Le scan par camera magnétique est basé sur le principe du flux de fuite magnétique (MFL) utilisant une matrice de capteurs à effet Hall pour déceler rapidement les petites fissures.

La camera magnétique peut visualiser la distribution du champ magnétique et peut être utilisée dans le contrôle non destructif et l'estimation de l'état de surface du métal. Elle a été appliquée dans la détection et l'évaluation de défauts des matériaux ferromagnétiques [37].

I.13 Plan d'impédance normalisé

Définition

Le diagramme d'impédance est une représentation dans un plan complexe de l'impédance d'un enroulement. Les parties réelles et imaginaires de cette impédance sont fonction de différentes variations des paramètres régissant la construction d'une sonde. Les courbes représentant les paramètres influents dans le plan de l'impédance peuvent être normalisées dans une courbe standard appelée le diagramme normalisé d'impédance. Les différents paramètres influençant l'impédance d'enroulement sont la conductivité électrique, la fréquence, la perméabilité, l'épaisseur et la présence d'imperfections.

Inspecter un matériau, cela revient à examiner l'impédance complexe Z du capteur en interaction avec la cible.

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}}{\bar{I}} = R + jX \quad (I.3)$$

Où V et I sont les vecteurs complexes associés à la tension et au courant d'excitation.

La composante résistive R caractérise les pertes par courants de Foucault dans la cible et les pertes internes du bobinage d'excitation, le terme inductif X représente la réactance liée à la topologie des lignes de champ magnétique émises par le capteur.

Pour ne garder dans l'expression de l'impédance que les variations dues à la présence de la cible, c'est-à-dire éliminer les composantes de l'impédance à vide X_0 et R_0 ($\bar{Z}_0 = R_0 + jX_0$), nous introduisons la notion d'impédance normalisée définie par :

$$\bar{z}_n = \frac{R - R_0}{X_0} + j \frac{X}{X_0} \quad (I.4)$$

La normalisation rend la mesure indépendante des caractéristiques propres de la bobine (nombre de spires, les pertes à vide) et de la croissance de la réactance en fonction de la fréquence. Elle ne dépend que :

- des paramètres de structure : la fréquence d'excitation f et la géométrie du capteur.
- de la distance capteur-cible (lift off).
- des paramètres géométriques de la cible [13] [20] [27] [37].

I.14 Avantages et inconvénients du contrôle par courants de Foucault**a) Les inconvénients**

- ✓ effet de bords des pièces produisant des signaux parasites ce qui rend l'interprétation des signaux souvent complexe.
- ✓ le revêtement de surface doit être non magnétique et isolant électrique.
- ✓ importance du positionnement de la sonde par rapport au défaut existant.
- ✓ formation théorique et pratique des utilisateurs et intervenants.
- ✓ ne s'applique qu'aux matériaux électriquement conducteurs.
- ✓ les défauts de fortes profondeurs ne sont pas détectés en hautes fréquences.

b) Les avantages

- ✓ rapidité de balayage et de détection (3 fois plus rapide que la magnétoscopie).
- ✓ détection possible à travers un revêtement surfacique.
- ✓ qualité de détection indépendante de la vitesse de balayage.
- ✓ traitement informatique avec stockage des données de simulation.
- ✓ contrôle non polluant.
- ✓ transportabilité: peut être effectué dans des endroits difficilement accessibles moyennant un équipement portable (ne nécessite pas de dispositifs encombrants) [8] [38].

Conclusion

Le CND consiste en la mise en œuvre de techniques pour la caractérisation de paramètres physiques ou géométriques ou la détection des défauts apparaissant dans ses structures industrielles diverses, ce qui est un enjeu dont dépend notamment la sécurité. Parmi les différentes méthodes de CND, celle des courants de Foucault est très employée pour le contrôle de milieux conducteurs. Dans ce premier chapitre, nous avons donné un aperçu général sur les techniques de contrôle non destructif dans lequel le principe de fonctionnement des capteurs à courants de Foucault, les multicapteurs et les sondes multiéléments en particulier ont été abordés. Le prochain chapitre sera consacré à l'étude des problèmes de modélisation ainsi que les méthodes numérique de calcul de champ.

Chapitre II : Les méthodes de calcul de champ électromagnétique

II.1.Introduction

La modélisation du Contrôle Non Destructif par Courant de Foucault est basée sur la résolution des équations de Maxwell. Selon la configuration à simuler, cette résolution peut être analytique ou numérique. Le développement technologique et les systèmes électromagnétiques qui deviennent complexes, font qu'une solution analytique est souvent insuffisante ou impossible à obtenir. Une alternative est alors de mettre en œuvre des méthodes numériques permettant d'étudier des configurations sonde-pièce plus variées, comprenant des géométries quelconques de pièces, de défauts et de capteurs, et qui consistent en une discrétisation des équations aux dérivées partielles. La modélisation numérique des systèmes électromagnétique constitue l'outil de base pour la conception et la modélisation de ces systèmes, elle passe par la résolution des équations du champ décrivant les phénomènes physiques et leurs couplages [39], [40]. La résolution numérique des équations aux dérivées partielles peut se faire par plusieurs méthodes, nous citons: méthode des différences finies, méthode des intégrale de Frontières, méthode des Intégrales, méthode des Volumes Finis. Et la méthode la plus répandue des approches numériques est celle des éléments Finis (EF) [41].

Dans ce travail, c'est cette dernière que nous avons adopté, c'est une méthode basée sur la transformation des équations aux dérivées partielles (EDP) en un système d'équations algébriques. Elle sera détaillée au cours de ce chapitre.

II.2 Les méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour la résolution des équations aux dérivées partielles. Nous citons les méthodes analytiques, semi-analytiques et les méthodes numériques qui seront données dans leurs détails au cours de ce chapitre.

II.2.1 Les méthodes analytiques

Une résolution analytique repose sur le calcul direct d'une solution exacte des équations différentielles. Les premiers travaux se sont basés sur des méthodes de résolution analytiques des équations issues des modèles à une seule dimension, Pour les modèles bidimensionnels, la solution analytique peut s'avérer très complexe même pour des géométries simples. Parmi les travaux connus, ceux de Dodd et al qui ont procédé à des résolutions directes des équations différentielles par la méthode de séparation des variables, nous citons ci- après quelques un des ces travaux réalisés:

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

La méthode de séparation de variables est l'une des méthodes analytiques les plus connues [42] [43] [44].

II.2.2 Les méthodes semi-analytiques

Ce sont des méthodes mixtes, elles forment une combinaison de méthodes analytiques couplées à des méthodes numériques. Elles ne sont appliquées que pour résoudre certains types de problèmes. Cette approche nous 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. Pour la simulation du contrôle non destructif, la méthode des circuits couplés est très utilisée [47] [48].

La figure ci contre nous donne un aperçu sur les étapes de la méthode des circuits couplés

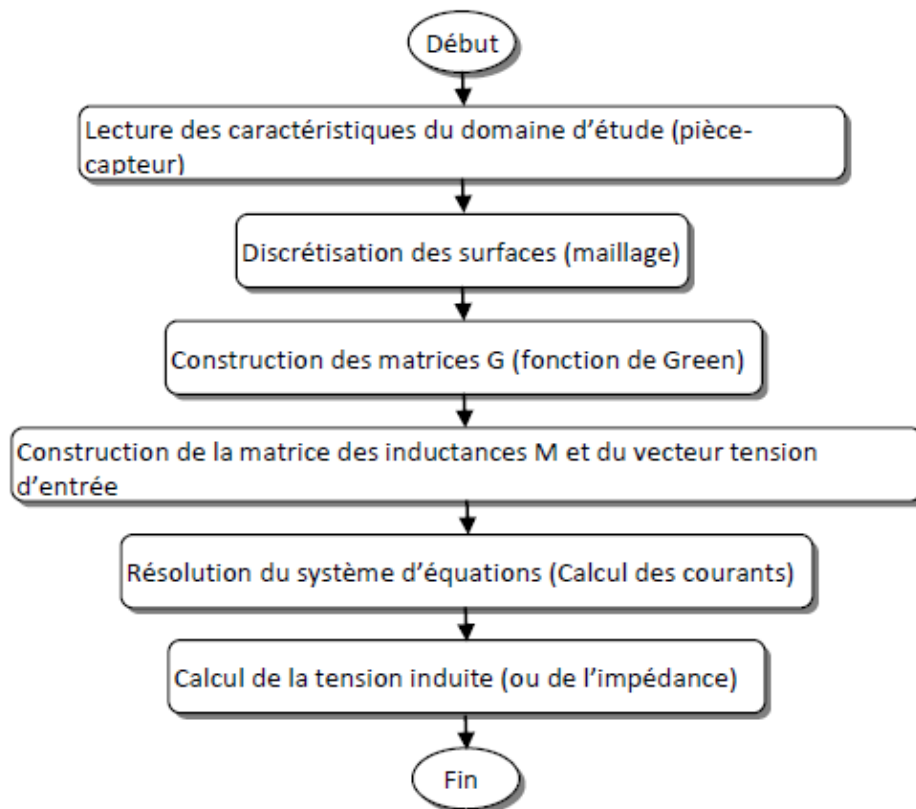


Figure II-1: Organigramme de la méthode des circuits couplés.

II.2.3 les méthodes numériques

Avec l'évolution de l'outil informatique, l'utilisation des méthodes numériques dans l'étude des configurations sonde-pièce les plus variées se généralise de plus en plus, elles sont d'autant plus utilisées que la configuration à traiter est complexe (géométrie, hétérogénéité, non linéarité).

Toutes les méthodes numériques utilisées pour trouver la solution, en termes de champ électromagnétique, ont les aspects communs suivants :

- Approximations : la fonction ou ses dérivées sont approximées.
- Domaine de solution et le domaine d'approximation dans lequel la solution est valable.
- Les conditions aux limites qui doivent être satisfaites.
- L'approximation transforme les équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébrique linéaires (ou non linéaires) qui peut être résolu par les méthodes de résolution de système d'équations algébriques.

Les principales méthodes numériques de résolutions des équations aux dérivées partielles sont: la méthode des intégrales de frontières, la méthode des différences finies, la méthode des volumes finis, la méthode des intégrales de volumes et la méthode des éléments finis. Nous devons cependant signaler que ces méthodes exigent des temps de calcul relativement longs et des espaces mémoire importants, donc des outils informatiques développés.

II.2.3.1 Méthode des intégrales de frontières

Cette méthode est basée sur la subdivision des arêtes distribuées sur les frontières des différentes régions constituant la frontière du dispositif. A partir des valeurs sur les frontières, il est possible dans certains cas de calculer les champs, si c'est nécessaire, à l'intérieur du domaine de résolution.

L'inconvénient de cette méthode est la difficulté de prendre en considération la saturation, la nécessité d'un espace mémoire et d'un temps de calcul important, car les matrices issues de cette méthode sont non symétriques de rang élevé.

La méthode des intégrales de frontières est utilisée généralement en magnétostatique ou bien elle est couplée avec la méthode des éléments finis pour calculer des champs électromagnétiques dans les milieux linéaires et non conducteurs [37], [45].

II.2.3.2 Formulation des intégrales:

Cette méthode est utilisée pour modéliser plusieurs configurations de CND par courant de Foucault impliquant des défauts volumiques caractérisés par une variation de conductivité locale de la pièce. Elle utilise un formalisme par intégrales de volume qui s'appuie sur les dyades de Green.

Plusieurs types de formulations des intégrales de volumes ont été proposés dans la littérature pour la résolution numérique des problèmes à courants de Foucault. En particulier, la formulation des intégrales de volume en termes de densité de courant J qui présente deux caractéristiques intéressantes: le domaine associée naturellement limitée (comme J est confiné à des conducteurs) et formulation permet de spécifier les sources du problème à la fois en termes des tensions ou des intensités de courant.

La méthode ne nécessite généralement que la discrétisation du volume du défaut et permet donc de traiter plusieurs types de défauts. Cela constitue un avantage par rapport à la méthode de résolution analytique.

II.2.3.3 Méthode des volumes finis

La méthode des volumes finis, appelée aussi méthode des volumes de contrôle développée par Spalding et Patankar, elle a été utilisée pour résoudre les équations elliptiques et paraboliques. La méthode s'appuie sur une subdivision du domaine d'étude en un nombre fini de sous-domaines élémentaires appelés volumes de contrôle, par une intégration sur des volumes finis entourant les nœuds du maillage plutôt qu'au nœud lui-même (cas de la méthode des différences finies). Dans cette méthode les inconnues sont les valeurs moyennes de la solution sur chaque cellule de contrôle. La méthode consiste à projeter et résoudre le problème sur chaque cellule.

La méthode des volumes finis permet de traiter des géométries complexes, offre de meilleurs résultats de convergence à la modélisation des matériaux ayant des propriétés non linéaires de plus, lors de l'assemblage des équations discrétisées, la matrice du système globale est construite par arrête (contrairement aux matrices globales issues d'une discrétisation par éléments finis, pour laquelle la construction se fait par élément) ce qui constitue des avantages par rapport à la méthode des différences finies[37], [46].

II.2.3.4 La méthode des différences finies(MDF)

Historiquement, la méthode des différences finies est la première méthode connue pour calculer sur ordinateur la solution d'une équation aux dérivées partielles. Elle consiste à décomposer le domaine d'étude en une grille rectangulaire uniforme dont chaque nœud est à équidistance de son voisin suivant les axes x et y et en chaque nœud, le système différentiel est satisfait. La méthode est basée sur la transformation de l'opérateur différentiel en un opérateur aux différences où chaque dérivée est approchée par une différence de valeurs de l'inconnue à déterminer en un certain nombre de points du domaine de résolution. De cette manière l'EDP est transformée en équation algébrique en chacun des nœuds (points). Une distribution du potentiel vecteur magnétique A dans le domaine d'étude est alors la solution du système algébrique.

La méthode des différences finies est une méthode simple à mettre en œuvre mais s'adapte difficilement aux géométries complexes, elle n'aboutit qu'aux valeurs nodales du vecteur potentiel, ce qui exige une interpolation pour déterminer les valeurs de A en d'autres points du domaine de résolution si c'est nécessaire ; en plus de l'espace mémoire et le temps de calcul. D'autre part, la prise en compte des conditions de symétrie d'un milieu à un autre nécessite un traitement spécifique [49][50][51] [52].

a) La discrétisation d'une fonction

$U(x, y)$ définie en tous points (x, y) du domaine Ω avec les conditions aux limites données sur le contour $\partial\Omega$ variables x et y par un ensemble fini de N éléments, remplacer ensuite la fonction $U(x, y)$ par une fonction $U(p)$ définie sur Ω . L'EDP déterminant $U(x, y)$ est donc remplacée par un système fini d'équations simultanées déterminant $U(p)$ [41].

b) Approximation des dérivées

Un réseau carré est généralement utilisé.

✓ Dérivée du premier ordre

$$\left(\frac{\partial U}{\partial x}\right)_p = \frac{U(E) - U(W)}{2h} \quad (\text{II. 1})$$

$$\left(\frac{\partial U}{\partial y}\right)_p = \frac{U(N) - U(S)}{2h} \quad (\text{II. 2})$$

✓ Dérivée du second ordre

$$\left(\frac{\partial^2 U}{\partial x^2}\right)_p = \frac{U(E) + U(W) - 2 \cdot U(P)}{h^2} \quad (\text{II. 2})$$

$$\left(\frac{\partial^2 U}{\partial y^2} \right)_p = \frac{U(N) + U(S) - 2 \cdot U(P)}{h^2} \quad (\text{II. 4})$$

$$\left(\frac{\partial^2 U}{\partial y^2} \right)_p = \frac{U(N) + U(S) - 2 \cdot U(P)}{h^2} \quad (\text{II. 4})$$

D'où

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} \right)_p + \left(\frac{\partial^2 U}{\partial y^2} \right)_p &= \frac{U(E) + U(W) + U(N) + U(S) - 4U(P)}{h^2} \\ &= \left[\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} \right]_p \left(\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} \right)_p + \left(\frac{\partial^2 U}{\partial y^2} \right)_p \\ &= (\Delta U)_p \end{aligned} \quad (\text{II. 5})$$

Finalement l'expression du Laplacien discrétisé par la méthode des différences finies est comme suit :

$$(\Delta U)_p = \frac{U(E) + U(W) + U(N) + U(S) - 4U(P)}{h^2} \quad (\text{II. 6})$$

D'une manière générale :

$$(\Delta U)_{ij} = \frac{U_{i+1,j} + U_{i-1,j} + U_{i,j-1} + U_{i,j+1} - 4U_{i,j}}{h^2} \quad (\text{II. 7})$$

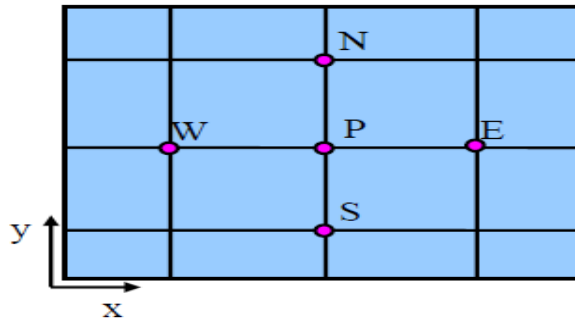


Figure II-2 : Maillage de type différences finies.

La méthode des différences finies est très simple à mettre en œuvre. C'est une méthode qui est difficilement applicable aux domaines à géométrie compliquée, elle est plutôt réservée aux domaines à géométrie simple et aux frontières singulières tels que les carrés et les rectangles [45] [53].

II.2.3.5 La méthode des éléments finis

Cette méthode consiste à remplacer par une formulation intégrale le problème défini par l'équation aux dérivées partielles et des conditions aux limites qui lui sont associées. La méthode des éléments finis consiste à mailler l'espace en éléments. Le maillage peut être constitué de triangles ou de quadrilatères pour des domaines axisymétriques ou 2D et de prismes ou de tétraèdres pour des domaines 3D[54]. Elle a été utilisée initialement dans le domaine de la mécanique, en calcul de structure. Introduite en électromagnétisme par P.P.Silvester et M.V Kchari vers 1970 et a été introduite pour le traitement de problèmes :

- ✓ Thermiques, mécaniques des fluides.
- ✓ Déformations
- ✓ Magnétothermique.
- ✓ Magnéto mécanique.
- ✓ Electrochimie.
- ✓ Géologie.

Dans la plupart des cas, cette méthode s'intègre bien à des logiciels C.A.O ce qui constitue un avantage de taille. Elle se présente sous deux formes [53]:

- ✓ formulation variationnelle.
- ✓ formulation résidus pondérés.

C'est une méthode qui s'adapte très bien aux milieux hétérogènes et aux domaines de formes complexes [55].

a) La discrétisation

La MEF est basée sur la subdivision du domaine d'étude en un nombre fini de sous domaines appelés éléments. En chaque élément, l'approximation de l'inconnue est faite à l'aide des fonctions d'interpolation. Cette dernière définie en fonction de la géométrie de l'élément préalablement choisi et qui coïncide avec les nœuds de cet élément relatifs aux valeurs de l'inconnues. On parle alors d'une discrétisation nodale.

b) Eléments finis de référence

La discrétisation implique la division de la région de solution en (sous domaines), appelés « éléments finis », dans ce qui suit nous présentons les éléments finis typiques : unidimensionnels, bidimensionnels et tridimensionnels.

➤ Une dimension

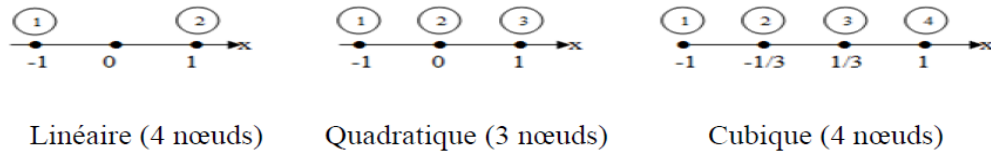
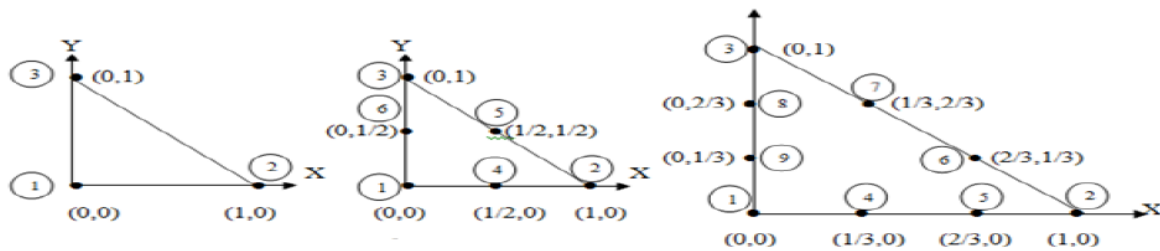


Figure II-3 : Éléments finis de référence à une dimension.

➤ Deux dimensions

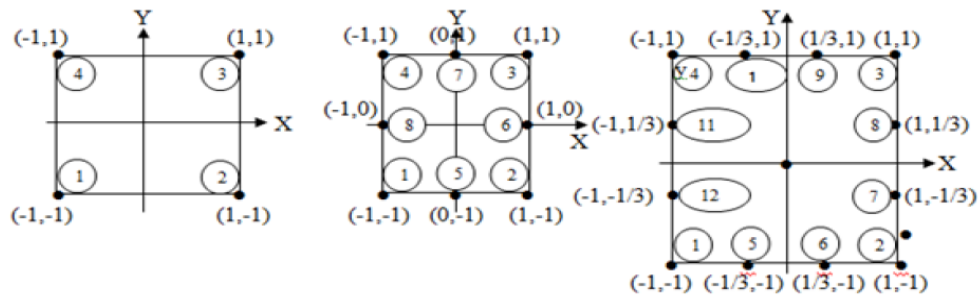
○ Éléments triangulaires



Linéaire (3 nœuds) Quadratique (6 nœuds) Cubique (9 nœuds)

Figure II- 4 : Éléments finis de référence à deux dimensions (éléments triangulaires).

○ Éléments carrés



Linéaire (4 nœuds) Quadratique (8 nœuds) Cubique (12 nœuds)

Figure II-5: Éléments finis de référence à deux dimensions (éléments carrés).

➤ Trois dimensions

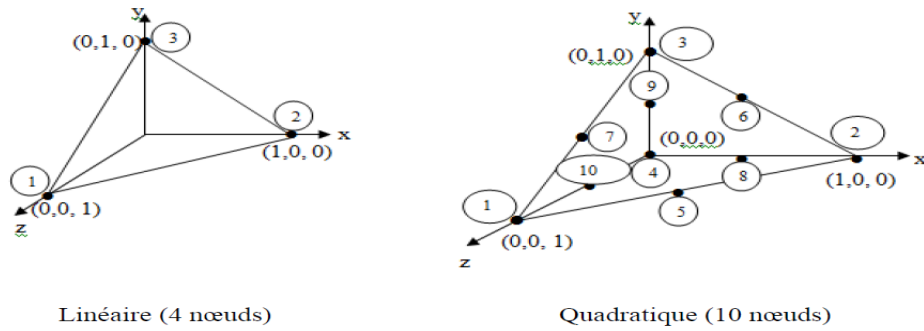


Figure II-6: Eléments finis de référence à trois dimensions.

a) Fonction d'interpolation

Elle est obtenue à partir du triangle de pascal représenté en figure 7.

1	—	ordre 0
U V	—	ordre 1
U ² UV V ²	—	ordre 2
U ³ U ² V UV ² V ³	—	ordre 3

Figure II-7: Triangle de Pascal.

La fonction d'interpolation n'est construite que si les conditions ci après sont satisfaites :

1. Etat complet :

- Le nombre de termes de la fonction doit être égale au nombre de nœuds de l'élément
- Elle doit contenir un terme constant.

2. Compatibilité

C'est un principe explicité par la continuité de la fonction. Dans le cas d'un élément triangulaire linéaire, la fonction d'interpolation est donnée par l'équation suivante :

$$u(x,y) = a.x + b.y + c \quad (\text{II. 8})$$

❖ La fonction d'interpolation sur un élément

L'approximation d'une fonction $u(x,y)$ de valeurs u_1 , u_2 et u_3 respectivement aux sommets : (1), (2) et (3) dans le cas d'un élément triangulaire linéaire, est donnée par la formule suivante :

$$U(x,y) = [N_1(x,y) \ N_2(x,y) \ N_3(x,y)] \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

Avec

$$N_1(x,y) = \frac{1}{2T} [(y_3 - y_2) \cdot (x_2 - x) - (x_3 - x_2) \cdot (y_2 - y)]$$

$$N_2(x,y) = \frac{1}{2T} [(y_1 - y_3) \cdot (x_3 - x) - (x_1 - x_3) \cdot (y_3 - y)]$$

$$N_3(x,y) = \frac{1}{2T} [(y_2 - y_1) \cdot (x_1 - x) - (x_2 - x_1) \cdot (y_1 - y)]$$

T : la surface du triangle décrit par les sommets (1), (2) et (3)

Nous remarquons que :

$$N_1(x_1, y_1) = 1$$

$$N_2(x_2, y_2) = 0$$

$$N_3(x_3, y_3) = 0$$

❖ La fonction d'approximation sur un domaine

Dans un domaine globale contenant N nœuds, l'inconnue A au nœud j est donnée par

$$A = \sum_{j=1}^N \alpha_j \cdot A_j \quad (\text{II. 10})$$

α_j : La fonction d'interpolation au nœud j.

II.2.3.5.1. Principe de la méthode

Les principales étapes de résolution par la méthode sont :

- a. découpage du domaine en éléments finis de géométrie simple.
- b. Interpolation polynomiale sur chaque élément

$$A = f(x, y, x^2, y^2, xy, \text{ et c. } \dots)$$

- c. Expression de la fonctionnelle sur chaque élément en fonction des valeurs de A aux nœuds de l'élément.
- d. Expression de la fonctionnelle totale en fonction des nœuds du maillage
- e. Mise sous forme matricielle, minimisation de la fonctionnelle, puis résolution d'un système de la forme : $[\mathbf{M}] * [\mathbf{A}] = [\mathbf{F}]$ et en fin connaissance de la variable aux nœuds du maillage [56].

II.2.3.5.2 Formulation variationnelle

Les formulations variationnelles sont construites à partir du principe de l'action Hamiltonienne qui stipule l'existence d'une fonctionnelle de type intégrale donnée par :

$$F(A) = \int_{\Omega} L d\Omega \quad (\text{II. 11})$$

$$L(A) = (w_c - w_p) \quad (\text{II. 12})$$

Avec :

Ω : Domaine d'étude.

L : la fonction de Lagrange

w_c : Energie de type cinétique.

w_p : Energie de type potentielle.

De là, on constate que la méthode variationnelle nécessite la connaissance de la fonctionnelle d'énergie du système étudié.

II.2.3.5.3 Formulation projective (résidus pondérés):

Appelée aussi méthode de Galerkin, son principe est basé sur un théorème applicable dans un espace de Hilbert stipulant que seul le vecteur nul est orthogonal à tous les vecteurs de l'espace. Son principe consiste à chercher la solution approchée du problème partant directement des EDP. La méthode des résidus pondérés présente un intérêt particulier par rapport la formulation variationnelle car elle ne nécessite pas la connaissance au préalable de la fonctionnelle de l'énergie [9].

La détermination du résidu se fait par :

$$R = L(A) - f_v \quad (\text{II. 13})$$

R : représente le résidu de l'approximation.

L : Opérateur différentiel.

f_v : Fonction définie sur le domaine d'étude Ω .

A : L'inconnue du problème.

Si les fonctions de pondérations sont bien choisies, l'intégrale du résidu doit s'annuler en n points du domaine Ω

$$\int_{\Omega} R_i \phi_i d\Omega \quad (\text{II. 14})$$

Φ_i : Fonction de projection.

Les valeurs de A qui annulent l'intégrale, sont solution du système algébrique obtenu.

La figure 8 donne un aperçu sur les étapes de la mise en œuvre de la méthode des éléments finis.

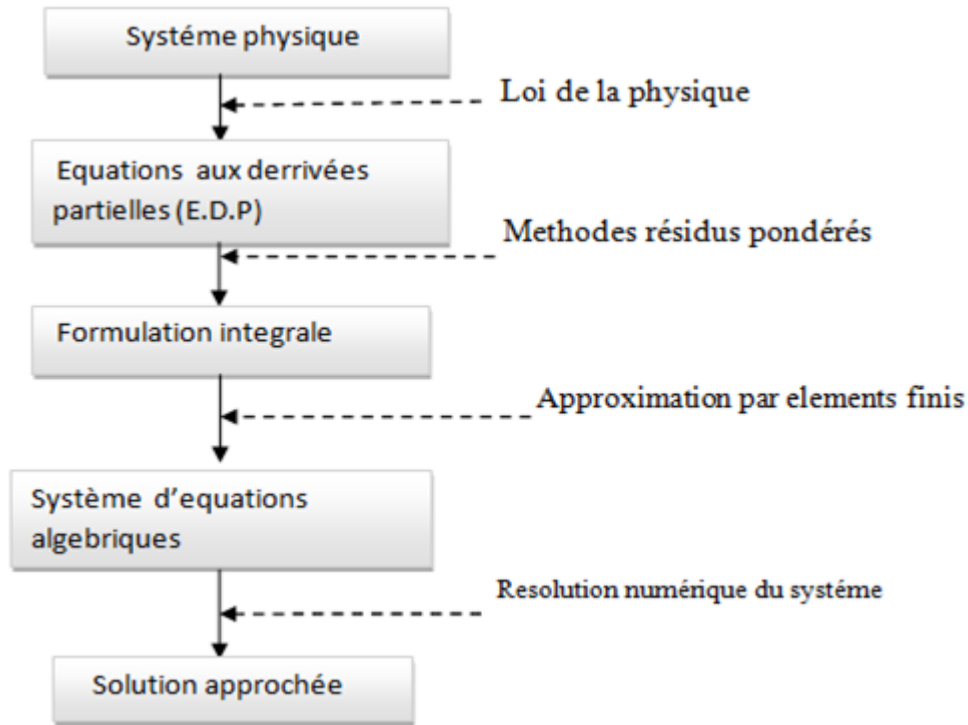


Figure II-8 : Etapes de la mise en œuvre de la méthode des éléments finis.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons explicité les diverses méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles. Une idée générale sur les méthodes numériques les plus utilisées a été donnée, en soulignant les avantages et les inconvénients. A la lumière des caractéristiques de ces méthodes de modélisation, nous constatons que les codes éléments finis font partie des outils couramment utilisés lors de la conception et à l'analyse des produits industriels et ce n'est plus une affaire de spécialistes. Si l'utilisation de la méthode des éléments finis s'est largement développée grâce à la simplicité croissante de mise en œuvre, la fiabilité des algorithmes et la robustesse de la méthode, il reste néanmoins des questions essentielles auxquelles l'ingénieur devra répondre s'il veut effectuer une analyse par éléments finis dans de bonnes conditions: évaluer la confiance qu'il accorde aux résultats produits, et analyser les conséquences de ces résultats par rapport aux objectifs visés.

Vu son importance dans le domaine du CND, la méthode des éléments finis a été retenue et adoptée pour la suite de ce travail et une formulation éléments finis du problème est présentée dans le chapitre suivant.

Chapitre III : Formulations électromagnétique et éléments finis

III.1 Introduction

Dans l'étude de tout phénomène physique, l'établissement des équations qui le régissent constitue la première approche du problème. Dans un premier temps nous nous attèlerons à formuler les équations qui vont nous permettre d'appréhender les phénomènes physiques ciblés dans le cadre de ce travail.

III.2 Equations de base de l'électromagnétisme

Dans notre cas, on s'intéresse aux problèmes magnétodynamiques où les dimensions géométriques sont petites devant la longueur d'onde et effets capacitifs négligés. On néglige ainsi les courants de déplacement $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ dans l'équation (III.4) et les charges électriques ρ dans l'équation (III.1). La figure suivante montre une configuration typique d'un CND par courants de Foucault. Il s'agit de calculer sous excitation J_s variable dans le temps (variation sinusoïdale dans notre cas), la distribution du champ magnétique H (ou B) dans le domaine d'étude et la densité du courant J dans le domaine conducteur c . En régime harmonique les équations de Maxwell relatives à ce problème sont citées ci-après [1].

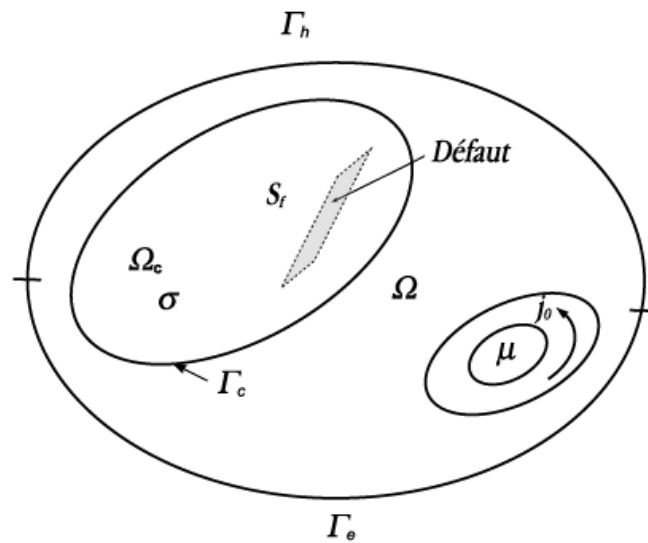


Figure III-1: Problème CND par courant de Foucault.

III.2.1 Equations de Maxwell

La modélisation des systèmes électromagnétiques est basée sur les équations de Maxwell, les relations constitutives du milieu et les relations de passages.

Les équations de Maxwell constituent un système d'équations aux dérivées partielles liant les phénomènes magnétiques aux phénomènes électriques, elles unifient tous les principes de

l'électromagnétisme. Ces équations peuvent être formulées sous forme différentielle ou intégrale.

➤ **Forme différentielle**

La compréhension des phénomènes physiques mis en jeu permet d'élaborer un modèle mathématique qui pourra prédire la réponse du capteur en fonction des paramètres physiques et géométrique de la cible. La modélisation des phénomènes électromagnétiques est basée sur les équations de Maxwell. Les équations dites locales sont valables dans n'importe quel système d'axes. L'ensemble des phénomènes nécessitant le calcul du champ électromagnétique sont régis par les quatre équations aux dérivées partielles de J.C.Maxwell (1864) qui s'écrivent sous leurs formes générales:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{III. 1})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III. 2})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{III. 3})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{III. 4})$$

\vec{E} (V/m) : Champs électrique.

\vec{H} (A/m) : Champ magnétique.

\vec{D} (C/m²) : Induction électrique.

\vec{B} (T) : Induction magnétique.

ρ (C/m³) : Densité volumique de charges électriques.

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant de déplacement.

\vec{J}_c (A/m²) : Densité de courant de conduction.

L'équation (III.1) de Maxwell-Gauss traduit la conservation de la charge électrique. L'équation (III.2) de Maxwell-Faraday, correspond à la loi d'induction de Faraday qui établit un lien entre un champ électrique et un flux magnétique (relation entre un champ et sa source). Elle traduit un phénomène inductif qui se produit dans un conducteur soumis à un champ magnétique variable ou dans un conducteur en mouvement soumis à un champ magnétique constant.

L'équation (III.3) traduit la conservation du flux (champ magnétique).

L'équation (III.4) de Maxwell-Ampère, généralise le théorème d'Ampère. Permet d'établir une relation entre le champ électromagnétique et les courants électriques. Elle traduit la création d'un champ magnétique par les courants électriques de conduction et de déplacement.

Lorsque les phénomènes étudiés sont invariants dans le temps, les dérivées temporelles s'annulent dans les équations de Maxwell et, il apparaît un découplage entre phénomènes magnétiques et électriques. L'étude des phénomènes électriques est l'objet de l'électrostatique, et celle des phénomènes magnétiques est l'objet de la magnétostatique [68].

➤ Forme intégrale

La première équation de Maxwell est héritée du théorème de Gauss, qui relie le flux du champ électrique à travers une surface fermée à la charge interne à cette surface.

$$\oiint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{1}{\epsilon} \iiint_v \rho \cdot dv \quad (\text{III. 5})$$

La deuxième équation de Maxwell est basée sur la loi de Faraday qui énonce qu'une force électromotrice est induite dans un circuit fermé lorsqu'il y a variation dans le temps du flux magnétique à travers le circuit.

$$\oint_{\Gamma} \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (\text{III. 6})$$

La troisième équation de Maxwell est déduite d'après la conservation du flux magnétique

$$\oiint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (\text{III. 7})$$

La quatrième équation de Maxwell est basée sur la loi d'Ampère qui considère que la circulation d'un champ magnétique le long d'un contour est proportionnelle à la somme des courants traversant la surface délimitée par le contour [70].

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{s} \quad (\text{III. 8})$$

III.2.2 Lois de comportements

Les champs vectoriels cités en section (III.2.1) et la liaison des uns aux autres dépendent des caractéristiques électromagnétiques du milieu (ϵ , μ , σ) ou ils règnent.

Selon les matériaux utilisés, ε , μ , σ peuvent être soit des scalaires modélisant alors le comportement des matériaux isotropes, soit des tenseurs qui permettent de tenir compte des effets d'anisotropie.

✓ Relations du milieu

Nous distinguons une relation magnétique qui exprime le lien entre le vecteur champ magnétique (\vec{H}) et le vecteur induction magnétique (\vec{B}) à travers la perméabilité magnétique et, une relation diélectrique exprimant le lien entre le vecteur champ électrique (\vec{E}) et le vecteur déplacement électrique (\vec{D}) à travers la permittivité électrique [40] [70].

➤ Cas linéaire :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (\text{III. 9})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{III. 10})$$

➤ Cas non linéaire: les coefficients μ et ε peuvent être fonction de H , de E et de la température.

$$\vec{B} = \mu(H) \cdot \vec{H} \quad (\text{III. 11})$$

$$\vec{D} = \varepsilon(E) \cdot \vec{E} \quad (\text{III. 12})$$

Nous citons l'exemple des matériaux ferromagnétiques durs (aimants permanents), le phénomène de rémanence est introduit, et on obtient une loi de la forme :

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (\text{III. 13})$$

Où \vec{M} est l'aimantation de l'aimant permanent exprimée en [A/m].

Dans le cas linéaire nous avons:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad \text{avec} \quad \mu_r = C^{te} \quad (\text{III. 14})$$

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \quad \text{avec} \quad \varepsilon_r = C^{te} \quad (\text{III. 15})$$

μ : Perméabilité magnétique absolue [H/m].

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

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu considéré.

ε : Permittivité électrique [F/m].

$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$: Permittivité électrique du vide [F/m].

ε_r : Permittivité électrique relative du milieu considéré.

III.2.3 Loi d'Ohm

Exprime la relation liant la densité de courant \vec{j} au champ électrique \vec{E} à travers la conductivité σ , elle est donnée par [59] [60] [61]

$$\vec{j} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{III. 16})$$

La densité de courant dans un milieu conducteur est donnée comme suit :

$$\vec{j} = \vec{j}_s + \vec{j}_{ind} \quad (\text{III. 17})$$

$$\vec{j}_{ind} = \sigma \cdot \vec{E} + \sigma(\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (\text{III. 18})$$

Avec

\vec{j} : Densité des courants induits [A /m²].

\vec{j}_s : Densité de courant source [A /m²].

σ : La conductivité électrique [(Ω/m)⁻¹].

\vec{v} : la vitesse linéaire du mouvement [m/s].

III.2.4 Equation de continuité

Appelée aussi équation de la conservation de charge électrique, elle s'exprime par l'équation suivante [8] [62]

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{j} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{III. 19})$$

III.2.5 Relations de passage

À l'interface de deux milieux différents, milieu (1) et milieu (2) respectivement (figure 1), les champs de vecteurs doivent satisfaire certaines conditions dites relations de passage qui s'énoncent comme suit [40] [58] [70].



Figure III-1:Interface entre deux milieux différents.

- La conservation de la composante tangentielle du champ électrique \vec{E}

$$(\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{III. 20})$$

\vec{E}_1 : La composante tangentielle du champ électrique dans le milieu(1).

\vec{E}_2 : La composante tangentielle du champ électrique dans le milieu(2).

\vec{n} : Vecteur unité suivant la normale de l'interface, dirigé du milieu (1) vers le milieu (2).

- La conservation de la composante normale de l'induction magnétique \vec{B} .

$$(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{III. 21})$$

\vec{B}_1 : La composante normale de l'induction magnétique dans le milieu(1).

\vec{B}_2 : La composante normale de l'induction magnétique dans le milieu(2).

- La discontinuité de la composante normale de l'induction électrique \vec{D}

$$(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) \cdot \vec{n} = \rho_s \quad (\text{III. 23})$$

ρ_s : Densité de charges électriques portées par la surface de séparation.

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique \vec{H} .

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \wedge \vec{n} = \vec{K} \quad (\text{III. 24})$$

\vec{H}_1 : La composante tangentielle du champ magnétique dans le milieu (1).

\vec{H}_2 : La composante tangentielle du champ magnétique dans le milieu (2).

\vec{K} : Densité de courant porté à la surface de séparation.

L'ensemble de ces équations décrit globalement tous les phénomènes électromagnétiques [53] [62].

III.3. Les conditions aux limites

La résolution du système composé des équations de Maxwell et des lois de comportement admet une infinité de solutions, Par conséquent, pour assurer l'unicité de la solution, des conditions aux limites du domaine sont imposées.

III.3.1 Les conditions de Dirichlet

Les conditions aux limites de Dirichlet sont décrites par les valeurs de l'inconnue sur toutes les surfaces entourant le milieu où l'on cherche la distribution de l'inconnue. Elles nous informent sur la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière du domaine d'étude, données sous la forme [53] [61]

$$A|_{\Gamma} = A_0 \quad (\text{III. 25})$$

Où A : La fonction inconnue.

A_0 : Constante.

III.3.2 Les conditions de Newmann

Elles sont décrites par des valeurs de la dérivée normale de l'inconnue sur la limite du domaine d'étude.

$$\left. \frac{\partial A}{\partial n} \right|_{\Gamma} = A_0 \quad (\text{III. 26})$$

III.3.3 Les conditions mixtes (Dirichlet - Newmann)

C'est la combinaison des deux types précédents. Décrites par valeurs de l'inconnue sur une partie des surfaces entourant le milieu ainsi que par des valeurs de la dérivée normale de l'inconnue sur les surfaces restantes. Elles s'expriment sous cette forme:

$$\alpha A + \beta \frac{\partial A}{\partial n} = \gamma \quad (\text{III. 27})$$

Où α , β et γ sont des constantes.

III.3.4 Conditions de périodicité et d'anti-périodicité

Une condition qui permet de prendre en considération la périodicité du phénomène physique mis en jeu. Il existe des conditions de périodicité et d'anti-périodicité, dites aussi cycliques ou anticycliques [70]. Cette périodicité du champ peut être utilisée pour définir un autre type de conditions aux limites pour réduire la taille du modèle numérique. On parle alors de conditions de périodicité. La condition de l'anti-périodicité est appliquée lorsque nous avons les mêmes contraintes en module mais de polarité inverse [8].

Elle s'exprime comme suit:

$$A|_{\Gamma} = K.A|_{\Gamma+d} \quad (\text{III. 28})$$

Avec :

$d\Gamma$: Période spatiale (suivant le contour Γ),

$k = 1$: Cyclique,

$k = -1$: Anticyclique.

III.4 Modèles mathématiques

Les modèles mathématiques sont obtenus en explicitant sous forme d'équations aux dérivées partielles, les lois de conservations et les lois de comportement. Dans ce qui suit, nous présentons les modèles mathématiques traduisant le phénomène magnétodynamique et le phénomène magnétostatique.

III.4.1 Différents types d'équations aux dérivées partielles

Les différentes équations aux dérivées partielles régissant la plupart des phénomènes physiques sont en nombre de trois types :

III.4.1.1 Equation Elliptique

C'est une équation stationnaire, elle traite des problèmes indépendants du temps, elle est sous la forme donnée par l'équation (III.29):

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} = 0 \quad (\text{III. 29})$$

Avec $\Psi(x, y, z)$: est la fonction inconnue du phénomène.

III.4.1.2 Equation parabolique

C'est une équation d'évolution, elle traite des problèmes en régimes transitoires, donnée sous la forme suivante :

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} + \frac{\partial \Psi}{\partial t} = 0 \quad (\text{III. 30})$$

III.4.1.3 Equation hyperbolique

C'est une équation d'évolution, elle traite des problèmes de propagation d'onde, elle est sous la forme:

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{III. 31})$$

III.5. Modèle magnétodynamique

III.5.1 Formulation en termes de potentiel vecteur magnétique A

Le problème formulé en termes de champ magnétique ou électrique présente l'inconvénient de la discontinuité possible de ces grandeurs en passant d'un milieu à un autre, par contre le potentiel vecteur magnétique est continu, de plus, il réduit le nombre d'inconnues.

L'équation (III.3) permet de déduire qu'il existe un potentiel vecteur magnétique A tel que

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{III. 32})$$

La combinaison des équations (III.2) et (III.32) nous donne :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} + \frac{\partial}{\partial t} (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = 0 \quad (\text{III. 33})$$

La relation (III.33) permet de déduire qu'il existe un potentiel scalaire électrique V tel que :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{\nabla} V \quad (\text{III. 34})$$

D'où

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \vec{\nabla} V \quad (\text{III. 35})$$

La densité de courant s'exprime alors :

$$\vec{J} = \sigma \cdot \left(-\vec{\nabla} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) \quad (\text{III. 36})$$

Alors l'équation $\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}$ devient

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \sigma \cdot \left(-\vec{\nabla} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) \quad (\text{III. 37})$$

❖ Dans le cas ou

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} \quad (\text{III. 38})$$

La combinaison des équations (III.32), (III.37) et (III.38) nous donne :

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \right) + \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (\text{III. 39})$$

Avec : $\vec{J}_s = -\sigma \cdot \vec{\nabla} \vec{V}$

L'équation (III. 39) devient alors

❖ Dans le cas ou

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} - \vec{M} \quad (\text{III. 40})$$

La combinaison des équations (III.40), (III.36) et (III.32) permet l'écriture suivante:

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \right) + \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s + (\vec{\nabla} \wedge \vec{M}) \quad (\text{III. 41})$$

Les équations (III.39) et (III.41) représentent les équations magnétodynamiques en termes de potentiel vecteur magnétique A dans le cas linéaire, elles traduisent le régime dynamique des dispositifs électromagnétiques.

Dans le cas 2D cartésien, le potentiel vecteur magnétique A ne comporte qu'une seule composante perpendiculaire au plan d'étude, prise comme étant la direction \vec{Oz} . Les équations (III.39) et (III.41) se développeraient respectivement alors comme suit

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \cdot \frac{\sigma A_z}{\sigma t} = -J_{sz} \quad (\text{III. 42})$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \cdot \frac{\sigma A_z}{\sigma t} = -J_{sz} - \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (\text{III. 43})$$

M_x et M_y : sont respectivement l'aimantation selon les directions \vec{Ox} et \vec{Oy} .

En régime harmonique l'équation (III.43) devient :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - j \sigma \omega A_z = -J_{sz} - \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (\text{III. 44})$$

III.5.2 Formulations duales en potentiels combinés

Dans la littérature, il existe deux familles de formulations pour la résolution des équations de Maxwell. L'une repose sur le calcul du champ électrique et l'autre sur le calcul du champ magnétique. Cependant du fait des fortes discontinuités de certaines variables aux interfaces

entre deux régions de propriétés différentes, la résolution directe des équations de Maxwell s'avère délicate. Pour faciliter la résolution, ces équations sont transformées en équations de potentiels. Ceci conduit à la définition des formulations duales en potentiels combinés [45].

III.5.2 .1 Introduction des potentiels

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

Les potentiels électromagnétiques peuvent être introduits lorsque le rotationnel ou la divergence d'un champ électromagnétique est nul. Ainsi en électrostatique, le rotationnel nul du champ électrique ($\overrightarrow{rot} \vec{E} = 0$) introduit un champ de gradient: $\vec{E} = -\overrightarrow{grad} V$, Où V est le potentiel scalaire électrique défini à une constante près.

De même un inducteur bobiné peut être modélisé par un domaine non conducteur où la répartition de la densité de courant source j_s est supposée uniforme. Celle-ci peut être introduite par un vecteur source T_s tel que:

$$\overrightarrow{rot} T_s = \vec{j}_s \quad (III. 45)$$

➤ La formulation A-Ψ

Comme l'induction magnétique est à divergence nulle, un potentiel vecteur magnétique, noté A, peut être introduit tel que:

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad \text{avec} \quad \vec{A} \times \vec{n} | = 0 \quad (III. 46)$$

En utilisant l'expression (III.2), le champ E peut être exprimé en fonction du potentiel vecteur magnétique A.

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad} V \quad (III. 47)$$

Pour avoir un système symétrique on exprime le champ électrique avec la relation suivante

$$\vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} (\vec{A} + \overrightarrow{grad} \Psi) \quad \text{avec} \quad \Psi | = 0$$

Où Ψ est une primitive dans le temps du potentiel électrique V . Le scalaire Ψ est défini dans le domaine conducteur et A est défini dans tout le domaine d'étude.

En remplaçant le champ magnétique \vec{H} et la densité de courant j par leurs expressions en fonction de A et Ψ . La forme locale du théorème d'Ampère (III.8) et la loi de conservation de la densité de courant (III.9) s'écrivent comme suit:

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} + \overrightarrow{rot} A \right) + \sigma \frac{\partial}{\partial t} (\vec{A} + \overrightarrow{grad} \Psi) = \overrightarrow{rot} \vec{T} \quad (III.48)$$

$$div \left(\sigma \frac{\partial}{\partial t} (\vec{A} + \overrightarrow{grad} \Psi) \right) = 0 \quad (III.49)$$

➤ Formulation magnétique T - \emptyset

Comme la densité de courants induit J_{ind} dans les milieux conducteurs est à divergence nulle, alors on peut définir à partir de la relation III.19, un potentiel vecteur électrique T tel que:

$$\overrightarrow{rot} \vec{T} = \vec{J}_{ind} \quad (III.50)$$

Comme

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} = \vec{J}_s + \vec{J}_{ind} \quad (III.51)$$

De ces deux équations, on aura:

$$\overrightarrow{rot} (\vec{H} - \vec{T}_s - \vec{T}) = 0 \quad (III.52)$$

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

$$\vec{H} = \vec{T}_s + \vec{T} - \overrightarrow{grad} \emptyset \quad n \times T| = 0 = 0 \quad (III.53)$$

\emptyset : est le potentiel scalaire magnétique défini dans tout le domaine d'étude.

En introduisant les relations (III.52) et (III.53) dans la loi de Faraday (III.3) et la loi de conservation de l'induction magnétique (III.4), le système à résoudre s'écrit sous la forme :

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\sigma} \overrightarrow{rot} \vec{T} \right) + \frac{\partial}{\partial t} \mu (T - \overrightarrow{grad} \emptyset) = 0 \quad (III.54)$$

$$div \left(\mu (T - T_s - \overrightarrow{grad} \emptyset) \right) = 0 \quad (III.55)$$

➤ Formulation $\emptyset - \emptyset_r$

Pour des régions conductrices, la présence des courants de Foucault impose trois, voire quatre inconnues, alors que dans les régions isolantes, le phénomène peut être représenté par une seule inconnue, donc une grandeur scalaire. Dans une telle région, nous pouvons exprimer le champ magnétique sous la forme:

$$H = H_s - \nabla \phi_r \quad (\text{III. 56})$$

H_s : est le champ dû au courant source.

ϕ_r : est le potentiel scalaire magnétique réduit. Dans une région isolante,

$$\nabla \times H_s = J_s \quad (\text{III. 57})$$

Nous pouvons donc écrire :

$$H = -\nabla \phi \quad (\text{III. 58})$$

III.5.3. Equations dans les différents milieux du système

➤ Equation dans le vide

Les régions non conductrices sont caractérisées par une conductivité nulle.

L'équation en terme de A est donnée par:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla A} = 0 \quad (\text{III. 59})$$

➤ Equation dans l'inducteur

L'inducteur est caractérisé par une perméabilité magnétique égale à celle du vide. Lorsque celui-ci est alimenté par un générateur de tension, 2en terme de A devient:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla A} = -\mu \vec{J}_s \quad (\text{III. 60})$$

Le potentiel scalaire V doit être relié à la tension du générateur alimentant l'inducteur, le courant de celui-ci étant inconnu.

➤ Équation dans l'induit (charge)

Dans ce cas de figure, le courant est crée par la variation dans le temps du potentiel vecteur magnétique. Nous avons donc:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla A} = -\mu \vec{J}_i \quad (\text{III. 61})$$

$$J_{ind} = -j\omega \sigma A \quad (\text{III. 62})$$

III.6 Méthodes d'exploitation du phénomène des courants de Foucault

La mesure des courants de Foucault devrait nous donner directement des informations sur les matériaux testés et/ou sur les éventuels défauts présents. Malheureusement cette mesure n'est pas directement accessible à l'expérience. On passe donc par une grandeur annexe qui est la mesure d'impédance.

III.6.1 Les techniques de mesure de l'impédance

Les techniques de mesure de l'impédance du système (capteur-cible) peuvent être classées en deux groupes:

- ✓ Mesure directe ;
- ✓ Utilisation d'un conditionneur;

III.6.1.1 Méthode directe

a) Mesure de la tension et du courant

Le principe est simple, on mesure successivement la tension aux bornes de la sonde, en utilisant un voltmètre vectoriel pour réaliser ces mesures, et le courant qui la traverse pour chaque pas de déplacement de la sonde [63] [65] [66].

b) Mesure par impédance mètre

Un impédancemètre peut déterminer l'impédance d'un circuit complexe par différents moyens selon la plage de fréquence utilisée, et peut ne pas avoir à mesurer successivement la tension et le courant. Les impédances mètre en commerce peuvent monter jusqu'à des dizaines de mégahertz. Ils sont cependant très coûteux [67].

III.6.1.2 Utilisation d'un conditionneur

La variation, de l'impédance d'un capteur ne peut être traduite sous la forme d'un signal électrique qu'en associant au capteur une source de tension ou de courant, généralement d'autres impédances constituant alors le conditionnement du capteur, [65] [68].

Le choix d'un conditionneur est une étape importante dans la réalisation d'un ensemble de mesures. C'est en effet, l'association (capteur + conditionneur) qui détermine le signal électrique. De la constitution du conditionneur dépend un certain nombre de performances de l'ensemble de la mesure: sa sensibilité, sa linéarité, son insensibilité à certaines grandeurs d'influence etc. [27].

III.6.2 Les techniques de calcul de l'impédance

Hypothèses

Considérant une bobine de section Ω , comportant N spires jointives en série.

La densité de courant est répartie uniformément. la spire élémentaire de la bobine est soumise à une tension (du) et parcourue par une intensité de courant I .

$$I = \iint_{\Omega} \vec{J} \cdot \overrightarrow{d\Omega} \quad (\text{III. 63})$$

$$I = \frac{J\Omega}{N} \quad (\text{III. 64})$$

La tension totale est la somme des tensions des spires élémentaires (spires disposées en série), elle est donnée par

$$U = \frac{1}{\Omega} \iint_{\Omega} u \cdot d\Omega \quad (\text{III. 65})$$

Une impédance, peut être formulée par plusieurs formulations, la différence entre ces dernières réside dans la variable d'état utilisée qui est en relation directe avec la configuration du problème et la solution issue de la résolution de des équations de Maxwell.

III.6.2.1 Impédance à travers l'énergie électromagnétique

Le comportement électromagnétique du système (capteur-cible) peut être étudié par une analogie électrique. Un circuit constitué de deux bobines couplées d'une manière inductive est équivalent à un seul circuit dont les paramètres sont ramenés à la bobine source. L'énergie magnétique du système est alors celle du système équivalent. Il en est de même pour l'énergie magnétique dissipée par effet Joule.

La résistance R vue par le capteur peut être évaluée à partir de la puissance perdue par effet Joule

$$P_J = \iiint_V \frac{J^2}{\sigma} dv \quad (\text{III. 66})$$

$$P_J = RI^2 \quad (\text{III. 67})$$

$$R = \frac{N^2}{S^2 J^2} P_j \quad (\text{III. 68})$$

De même l'énergie magnétique emmagasinée nous permet de déduire l'inductance du système

$$W_m = \frac{1}{2} L I^2 \quad (\text{III. 69})$$

$$L = \frac{2 N^2}{J^2 S^2} W_m \quad (\text{III. 70})$$

Cette méthode permet de calculer la résistance et l'inductance (la réactance) d'une bobine de manière extrêmement simple et rapide même si cette bobine est en présence d'un matériau réactif. Néanmoins, cette méthode est applicable aux capteurs doubles fonctions.

III.6.2.2 Impédance à travers la théorie des circuits

La théorie des circuits est généralisée la première et la quatrième de Maxwell.

La première traduit la continuité électrique (loi des nœuds en théorie des circuits).

La quatrième de Maxwell –Ampère généralise la deuxième loi de Kirchhoff (loi des mailles). Cette équation écrite en fonction du potentiel vecteur magnétique et du potentiel électrique est donnée par l'équation (III.14) réécrite en fonction du champ électrique et en notation complexe, devient sous la forme suivante:

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \nabla V \quad (\text{III. 71})$$

Après intégration sur le contour d'une spire élémentaire , cette équation devient:

$$-\iint_C \nabla V \cdot d\vec{l} = \int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} j \omega \int_C \vec{A} \cdot d\vec{l} = 0 \quad (\text{III. 72})$$

Elle exprime que la somme algébrique de tous les tensions le long d'un contour C ou d'une maille est nulle. Autrement dit, la tension appliquée aux bornes d'un contour ou d'un circuit est égale à la somme des chutes de tensions résistive et inductive la long de celui-ci.

Notons que du est la tension appliquée à ce contour, avec

$$u = -\iint_C \nabla V \cdot d\vec{l} \quad (\text{III. 73})$$

Ainsi l'équation (III.42) devient:

$$u = \int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} + j\omega \int_C \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (\text{III. 74})$$

La combinaison entre les équations (III.24) et (III.26) aboutit à l'expression de la tension totale en fonction des champs:

$$U = \frac{1}{\Omega} \iint_{\Omega} (\vec{E} \cdot \vec{dl}) d\Omega + j \frac{\omega}{\Omega} \iint_{\Omega} \left(\int_c \vec{A} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega \quad (\text{III. 75})$$

En introduisant le courant total traversant la section du contour, l'impédance sera sous la forme ci-après:

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{N U}{\Omega J} = R + j X \quad (\text{III. 76})$$

$$Z = \frac{1}{\Omega I} \left[\iint_{\Omega} \left(\int_c \vec{E} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega + j \omega \iint_{\Omega} \left(\int_c \vec{A} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega \right] \quad (\text{III. 77})$$

Si dans l'entourage de la bobine se trouve un matériau qui provoque des réactions sur celle-ci, le potentiel vecteur magnétique ne sera plus réel mais composé d'une partie réelle et une partie imaginaire. Ainsi, le potentiel magnétique vecteur peut être soumis sous sa forme complexe suivante:

$$\vec{A} = A e^{j\omega t} = \text{Re}(\vec{A}) - j \text{Im}(\vec{A}) \quad (\text{III. 78})$$

En injectant cette expression dans l'équation de la tension totale, cette dernière devient:

$$U = \iint_{\Omega} \left(\int_c \vec{E} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega - \omega \iint_{\Omega} \text{Im} \left(\int_c \vec{A} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega + j \omega \iint_{\Omega} \text{Re} \left(\int_c \vec{A} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega \quad (\text{III. 79})$$

Appliquant la relation (III.33), on aboutit à la forme générale de l'impédance

$$R = \frac{1}{I} \iint_{\Omega} \left(\int_c \vec{E} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega - \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \text{Im} \left(\int_c \vec{A} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega \quad (\text{III. 80})$$

$$X = \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \text{Re} \left(\int_c \vec{E} \cdot \vec{dl} \right) d\Omega \quad (\text{III. 81})$$

C'est les paramètres de l'impédance d'une bobine seule en présence ou en absence d'un matériau.

III.6.2.3 Impédance à travers l'induction ou le flux magnétique

L'impédance d'une bobine à fonction séparée ou à double fonctions, peut être calculée par une méthode générale reposant sur le calcul du flux de l'induction magnétique.

De l'équation de Maxwell- Faraday (III.2), après intégration sur une surface S enveloppée par le contour C de la bobine (figure 2) et après application du théorème de Stokes nous obtenons la formule suivante:

$$\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -j \omega \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{III. 82})$$

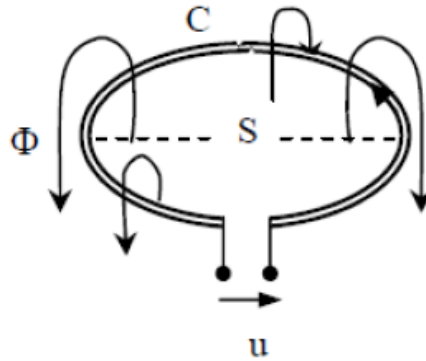


Figure III- 2: spire d'une bobine.

La tension aux bornes de la bobine est la somme des tensions élémentaires de toutes les spires (spires en série). D'où l'équation de la tension appliquée à l'ensemble des spires qui forment la bobine devient:

$$\iint_{\Omega} \left(\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} \right) d\Omega = -j\omega \left(\iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \right) d\Omega = -j\omega \iint_{\Omega} \phi d\Omega \quad (\text{III. 83})$$

Sachant que l'impédance électrique peut être évaluée par:

$$Z = R + jX = \frac{1}{I} \iint_{\Omega} \left(\int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} \right) d\Omega \quad (\text{III. 84})$$

Introduisant la forme complexe du flux et la combinaison des équations

$$Z = \frac{\omega}{I} \left(\iint_{\Omega} \text{Im}(\phi) d\Omega - j \iint_{\Omega} \text{Re}(\phi) d\Omega \right) \quad (\text{III. 85})$$

D'où les paramètres sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \text{Im}(\phi) d\Omega \\ X = -j \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \text{Re}(\phi) d\Omega \end{array} \right. \quad (\text{III. 86})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \text{Im}(\phi) d\Omega \\ X = -j \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \text{Re}(\phi) d\Omega \end{array} \right. \quad (\text{III. 87})$$

Remplaçons le flux

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \left(\iint_S \text{Im}(\vec{B} d\vec{S}) \right) d\Omega \\ X = -j \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \left(\iint_S \text{Re}(\vec{B} d\vec{S}) \right) d\Omega \end{array} \right. \quad (\text{III. 88})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \left(\iint_S \text{Im}(\vec{B} d\vec{S}) \right) d\Omega \\ X = -j \frac{\omega}{I} \iint_{\Omega} \left(\iint_S \text{Re}(\vec{B} d\vec{S}) \right) d\Omega \end{array} \right. \quad (\text{III. 89})$$

La majorité des méthodes de résolution utilisent une autre variable d'état autre que celle de l'induction ou le flux magnétique. Cependant, il est préférable de formuler l'impédance en fonction du potentiel vecteur magnétique.

Après introduction du potentiel vecteur magnétique, les équations (III.68) et (III.55) deviennent sous la forme suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Re}(Z) = \frac{N^2}{JS^2} \omega \cdot \iint_S 2\pi \cdot r \cdot \text{Im}(A) \cdot dS \\ \text{Im}(Z) = \frac{N^2}{JS^2} \omega \cdot \iint_S 2\pi \cdot r \cdot \text{Re}(A) \cdot dS \end{array} \right. \quad (\text{III. 90})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Re}(Z) = \frac{N^2}{JS^2} \omega \cdot \iint_S 2\pi \cdot r \cdot \text{Im}(A) \cdot dS \\ \text{Im}(Z) = \frac{N^2}{JS^2} \omega \cdot \iint_S 2\pi \cdot r \cdot \text{Re}(A) \cdot dS \end{array} \right. \quad (\text{III. 91})$$

Avec r : représente le rayon de la bobine [8].

III.7 Formulation éléments finis des équations électromagnétiques

III.7.1. Equation magnétostatique

La magnétostatique consiste en l'étude des phénomènes magnétiques en régime stationnaire. Le champ magnétique est alors invariant dans le temps et n'est dû qu'à des courants stationnaires imposés \vec{J} ou à des aimants permanents.

III.7.1.1 cas cartésien

Dans le cas de 2D cartésien, le potentiel vecteur magnétique ne comporte qu'une seule composante perpendiculaire au plan d'étude, prise comme étant la direction \vec{Oz} .

Nous aurons donc:

$$-\left(\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \right) = J_z \quad (\text{III. 92})$$

On pose: $v = \frac{1}{\mu}$

$$-\left(\frac{\partial}{\partial x}\left(v \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x}\right)\right) = J_z \quad (\text{III. 93})$$

▪ Sous la forme intégrale

La formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles donnée par la formule (III.92) qui régit le phénomène magnétostatique en 2D, s'écrit comme suit :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(v \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + J_z \right) \cdot dx dy = 0 \quad (\text{III. 93})$$

α_i : Fonction de projection.

$d\Omega = dx dy$: Domaine de résolution.

L'équation (III.92) peut s'écrire aussi comme suit

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left(-\frac{\partial}{\partial x} \left(v \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(v \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \right) \cdot dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_z \cdot dx dy \quad (\text{III. 94})$$

$$\begin{aligned} & \iint_{\Omega} \alpha_i \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(v \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \right) dx dy \\ &= - \iint_{\Omega} v \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx \cdot dy \\ &+ \int_{\Gamma} v \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \cdot \cos(n, x) \right. \\ &\left. + \frac{\partial A_z}{\partial y} \cdot \cos(n, y) \right) \alpha_i d\Gamma \end{aligned} \quad (\text{III. 95})$$

Avec $\cos(n, x)$, $\cos(n, y)$ sont les cosinus directeur au point considéré de la frontière Γ .

En appliquant le théorème de Green à l'équation (III.95) peut s'écrire

$$\iint_{\Omega} v \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx \cdot dy - \int_{\Gamma} v \frac{\partial A_z}{\partial n} \alpha_i d = \iint_{\Omega} \alpha_i J_z dx dy \quad (\text{III. 96})$$

L'introduction des conditions aux limites de type Dirichlet ou Newmann homogènes, nous permet d'écrire la relation

$$\int_{\Gamma} v \frac{\partial A_z}{\partial n} \alpha_i d\Gamma = 0 \quad (\text{III. 97})$$

Ceci implique

$$\iint_{\Omega} v \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx \cdot dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_z dx dy \quad (\text{III. 98})$$

Sous forme condensée:

$$\iint_{\Omega} v \overrightarrow{\nabla \alpha_i} \cdot \overrightarrow{\nabla A_z} dx dy \quad (\text{III. 99})$$

Sachant que A est discrétisé sous la forme $A_z = \sum_{j=1}^N \alpha_j A_j$ que nous remplaçons dans l'équation (III.99) on aboutit à :

$$\sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} v \overrightarrow{\nabla \alpha_i} \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_j} dx dy \right] A_j = \iint_{\Omega} \alpha_i J_z dx dy \quad (\text{III. 100})$$

Ou bien:

$$\sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial \alpha_j}{\partial y} \right) d\Omega \right] \cdot A_j = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} d\Omega \quad (\text{III. 101})$$

N : représente le nombre de nœuds du domaine.

i, j : des entiers naturels variant de 1 à N.

α_i : Fonction de forme associée au nœud j du domaine.

A_j : Inconnue au nœud j du domaine.

L'écriture de l'équation (III.101) pour tous les nœuds du domaine, nous conduit au système matriciel suivant:

$$[M] \cdot [A] = [K] \quad (\text{III. 102})$$

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} v \overrightarrow{\nabla \alpha_i} \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_j} dx dy$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \alpha_i J_z dx dy$$

[A]: Vecteur des inconnues du domaine.

III.7.1.2 cas axisymétrique

L'équation magnétostatique est donnée par:

$$\left(-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial z} \right) \right) = J_\varphi \quad (\text{III. 103})$$

Soit : $A = r.A_\varphi$

A : vecteur potentiel magnétique.

D'où l'équation (III.77) devient

$$\left(-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial z} \right) \right) = J_\varphi \quad (\text{III. 104})$$

La forme intégrale de cette expression est alors

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left(-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial z} \right) - J_\varphi \right) dr \cdot dz = 0 \quad (\text{III. 105})$$

En appliquant le théorème de Green au premier terme l'équation (III.105), nous aboutissons à:

$$\begin{aligned} \iint_{\Omega} \alpha_i \left(-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial z} \right) \right) dr dz \\ = \iint_{\Omega} \frac{v}{r} \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial z} \cdot \frac{\partial A}{\partial z} \right) dr \cdot dz \\ + \int_{\Gamma} \frac{v}{r} \left(\frac{\partial A}{\partial r} \cdot \alpha_i \cos(n, r) + \frac{\partial A}{\partial z} \cdot \alpha_i \cos(n, z) \right) d\Gamma \end{aligned} \quad (\text{III. 106})$$

En remplaçons l'équation (III.85) on obtient

$$\iint_{\Omega} \frac{v}{r} \nabla \alpha_i \cdot \nabla A dr dz - \int_{\Gamma} \frac{v}{r} \left(\frac{\partial A}{\partial n} \cdot \alpha_i \right) d\Gamma = \iint_{\Omega} \alpha_i J_\varphi dr dz \quad (\text{III. 107})$$

L'application des conditions aux limites de types Dirichlet et Neumann homogènes, le terme sur la frontière s'annule ($\int_{\Gamma} \frac{v}{r} \left(\frac{\partial A}{\partial n} \cdot \alpha_i \right) d\Gamma = 0$) alors l'équation précédente devient:

$$\iint_{\Omega} \frac{v}{r} \nabla \alpha_i \cdot \nabla A dr dz = \iint_{\Omega} \alpha_i J_\varphi dr dz \quad (\text{III. 108})$$

En remplaçons $A = \sum_{j=1}^N \alpha_j A_j$ dans l'équation (III.83), elle s'écrit sous la forme suivante:

$$\sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} \frac{v}{r} \nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j dr dz \right] A_j = \iint_{\Omega} \alpha_i J_\varphi dr dz \quad (\text{III. 109})$$

L'écriture de l'équation (III.109) pour tous les nœuds du domaine, nous conduit au système matriciel suivant:

$$[M] \cdot [A] = [K]$$

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} \frac{v}{r} \overrightarrow{\nabla \alpha_i} \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_j} dr dz$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{\varphi} dr dz$$

III.7.2 Equation magnétodynamique

III.7.2.1 Cas cartésien

L'équation magnétodynamique est donnée par:

$$\overrightarrow{\nabla} \wedge v \overrightarrow{\nabla} \wedge \vec{A} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_z \quad (\text{III. 110})$$

En régime harmonique:

$$\overrightarrow{\nabla} \wedge v \overrightarrow{\nabla} \wedge \vec{A} + j\sigma\omega\vec{A} = \vec{J}_z \quad (\text{III. 111})$$

$$-\left(\frac{\partial}{\partial x}\left(v \frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v \frac{\partial A_z}{\partial y}\right)\right) + j\sigma\omega\vec{A} = \vec{J}_z \quad (\text{III. 112})$$

La formule intégrale est donnée par:

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left(-\frac{\partial}{\partial x}\left(v \frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v \frac{\partial A_z}{\partial y}\right) + j\sigma\omega A - J_z\right) \cdot dx dy = 0 \quad (\text{III. 113})$$

$$\begin{aligned} & \iint_{\Omega} \alpha_i \left(-\frac{\partial}{\partial x}\left(v \frac{\partial A_z}{\partial x}\right) - \frac{\partial}{\partial y}\left(v \frac{\partial A_z}{\partial y}\right)\right) dx dy + j\omega \iint_{\Omega} \alpha_i \sigma A \cdot dx dy \\ & = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_z \cdot dx dy \end{aligned} \quad (\text{III. 114})$$

Appliquant le théorème de Green à l'équation précédente:

$$\begin{aligned} & \iint_{\Omega} \alpha_i \left(\frac{\partial}{\partial x}\left(v \frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v \frac{\partial A_z}{\partial y}\right)\right) dx dy \\ & = - \iint_{\Omega} v \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial y} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial x}\right) dx dy \\ & + \int_{\Gamma} v \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \alpha_i \cdot \cos(n, x) + \frac{\partial A_z}{\partial y} \alpha_i \cdot \cos(n, y)\right) d\Gamma \\ & = \iint_{\Omega} v \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_i} \cdot \overrightarrow{\nabla A_z} dx dy + \int_{\Gamma} v \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma \end{aligned} \quad (\text{III. 115})$$

Remplaçons l'équation (III.1) dans (III.115)

$$\iint_{\Omega} v \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} A_z dx dy - \int_{\Gamma} v \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma + j\omega \iint_{\Omega} \alpha_i \sigma A_z dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_z dx dy \quad (\text{III. 116})$$

L'application des conditions aux limites de types Dirichlet et Neumann homogènes, le terme sur la frontière s'annule ($\int_{\Gamma} v \cdot \alpha_i \cdot \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma = 0$) alors l'équation précédente devient:

$$\iint_{\Omega} v \cdot \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} A_z dx dy + j\omega \iint_{\Omega} v \cdot \alpha_i \cdot A_z dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_z dx dy \quad (\text{III. 117})$$

En remplaçons $A = \sum_{j=1}^N \alpha_j A_j$ dans l'équation (III.116), elle s'écrira sous la forme suivante:

$$\sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} v \cdot \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} \alpha_j dx dy \right] A_j + j\omega \sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} \sigma \cdot \alpha_i \cdot \alpha_j dx dy \right] = A_j \iint_{\Omega} \alpha_i J_z dx dy \quad (\text{III. 118})$$

L'écriture de l'équation (III.117) pour tous les nœuds du domaine, nous conduit au système matriciel suivant:

$$[M] \cdot [A] + j\omega [L] \cdot [A] = [K] \quad (\text{III. 119})$$

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} v \cdot \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} \alpha_j dx dy$$

$$L_{ij} = \sigma \cdot \alpha_i \cdot \alpha_j dx dy$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \alpha_i J_z dx dy$$

$$\bar{A} = A_r + jA_i$$

III.7.2.2 Cas axisymétrique

Nous considérons le régime harmonique, la forme intégrale de l'équation magnétodynamique est donnée par l'expression :

$$\begin{aligned} & \iint_{\Omega} \alpha_i \left(-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial z} \right) \right) dr dz + j\omega \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \sigma \cdot A_z \cdot \frac{dr dz}{r} \\ &= \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{\varphi} dr dz \end{aligned} \quad (\text{III. 120})$$

L'application du théorème de Green nous permet d'avoir la forme suivante:

$$\begin{aligned}
& \iint_{\Omega} \frac{v}{r} \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} \right) dr dz + j\omega \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \sigma \cdot A \cdot \frac{dr dz}{r} - \int_{\Gamma} \frac{v}{r} \alpha_i \frac{\partial A}{\partial n} d\Gamma \\
& = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{\varphi} dr dz
\end{aligned} \tag{III. 121}$$

L'application des conditions aux limites de types Dirichlet et Neumann homogènes, le terme sur la frontière s'annule

$$\begin{aligned}
& \sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} \frac{v}{r} \overrightarrow{\nabla \alpha_i} \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_j} \cdot dr dz \right] A_j + j\omega \sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \sigma \cdot A \cdot \frac{dr dz}{r} \right] A_j \\
& = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{\varphi} \cdot dr dz
\end{aligned} \tag{III. 122}$$

L'écriture matricielle:

$$[M] \cdot [A] + j\omega [L] \cdot [A] = [K] \tag{III. 122}$$

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} \frac{v}{r} \overrightarrow{\nabla \alpha_i} \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_j} \cdot dr dz$$

$$L_{ij} = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \sigma \cdot A \cdot \frac{dr dz}{r}$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{\varphi} \cdot dr dz$$

$$\bar{A} = A_r + jA_i$$

Conclusion

La simulation d'un problème de CND par CF implique une modélisation magnétodynamique.

Ce modèle est décrit par les équations de Maxwell, des lois de comportement et des conditions aux limites. Cela conduit à la mise en place des domaines de définition des variables électriques et magnétiques et des opérateurs différentiels.

Dans ce chapitre, nous avons présenté une analyse physico-mathématique des équations électromagnétiques, les équations de Maxwell ont été citées dans leur forme globale que nous avons réduit à deux équations qui expriment le couplage entre le potentiel vecteur magnétique et la densité de courant. Nous avons aussi, exposé les différentes manières de calcul de

l'impédance selon la variable d'état utilisée. De plus une formulation éléments finis des équations électromagnétiques a été fournie.

Chapitre IV : Applications et validations

IV.1 Introduction

Les défauts de types fissures sont fréquemment rencontrés en CND, leurs géométrie est caractérisée par le fait qu'une dimension est petite par rapport aux deux autres. C'est ce type de défaut que nous avons considéré au cours de ce chapitre.

L'objectif de ces applications est d'évaluer le modèle de calcul par éléments finis de l'impédance d'un capteur et une matrice de capteurs 2D et 3D, basé sur les équations de Maxwell et confronter les résultats de simulation aux résultats expérimentaux.

IV.2 Simulation 2D

IV.2.1 Description de la simulation

Nous présentons, dans ce qui suit, les résultats de la modélisation 2D, par la méthode des éléments finis du contrôle non destructif par courant de Foucault d'un tube présentant un défaut axisymétrique surfacique (interne). Le capteur utilisé est un capteur de type absolu. Le défaut se traduit par l'absence de matière.

Après l'introduction des paramètres géométriques et électromagnétiques du dispositif, le modèle délivre la géométrie complète du système ; en ce qui concerne le maillage, les formes du capteur, de la pièce à contrôler ainsi que celle du défaut et sa position.

Par la suite, le système d'équations, liant le courant source aux courants induits, est formulé. Sa résolution nous permet de visualiser la répartition des courants de Foucault dans la pièce, les lignes d'induction magnétique ainsi que les lignes équipotentielles. Ces résultats sont en fait secondaires, le plus important est le calcul de l'impédance à partir de la méthode de l'induction ou le flux magnétique.

La simulation est faite pour trois fréquences à savoir 50kHz, 100kHz et 150kHz.

Pour simuler la détection de ces défauts, le capteur est supposé se déplacer le long du tube.

A chaque pas de déplacement, nous recueillons l'impédance vue par le capteur. Pour éviter les effets de coin causés par les extrémités du tube, nous faisons déplacer le capteur à partir d'une position où ce dernier voit le tube comme sain et uniforme. En supposant que le défaut est situé au milieu de la longueur du tube, le déplacement du capteur s'achève à une position symétrique par rapport à la position de départ.

Par la suite, un dispositif constitué d'une matrice de capteurs sera étudiée.

Les dimensions géométriques et physiques de chaque élément du dispositif sont listées ci-après ;

✓ Le capteur

Nombre de spires : 70 spires

Rayon intérieur: 9.75 mm

Rayon extérieur: 11.75 mm

Epaisseur : 2 mm

Hauteur: 0.75 mm

Diamètre du fil : 0.25mm

Ecart entre sondes : 0.5 mm

✓ **La charge**

Rayon extérieur: 12.25 mm

Rayon intérieur: 13.55 mm

Hauteur : 200 mm;

Épaisseur d : 1.3 mm

Lift off : 0.5mm ;

Conductivité électrique $\sigma = 5.9 \cdot 10^7$ [S.m⁻¹]

✓ **L'air**

Perméabilité magnétique : $4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]

Conductivité électrique $\sigma = 0$ [S.m⁻¹]

✓ **Le défaut**

Hauteur : 8 mm ;

Epaisseur : 0.13 mm

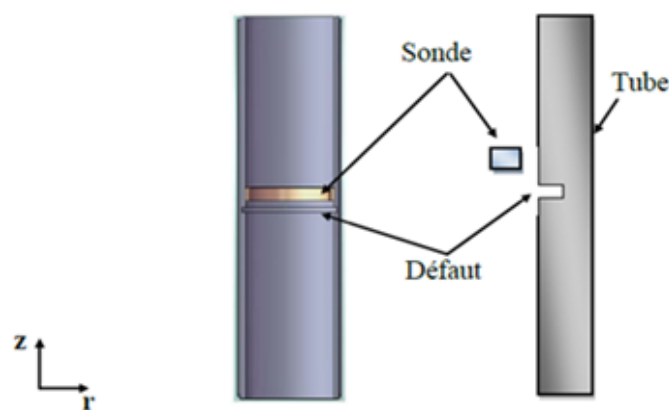
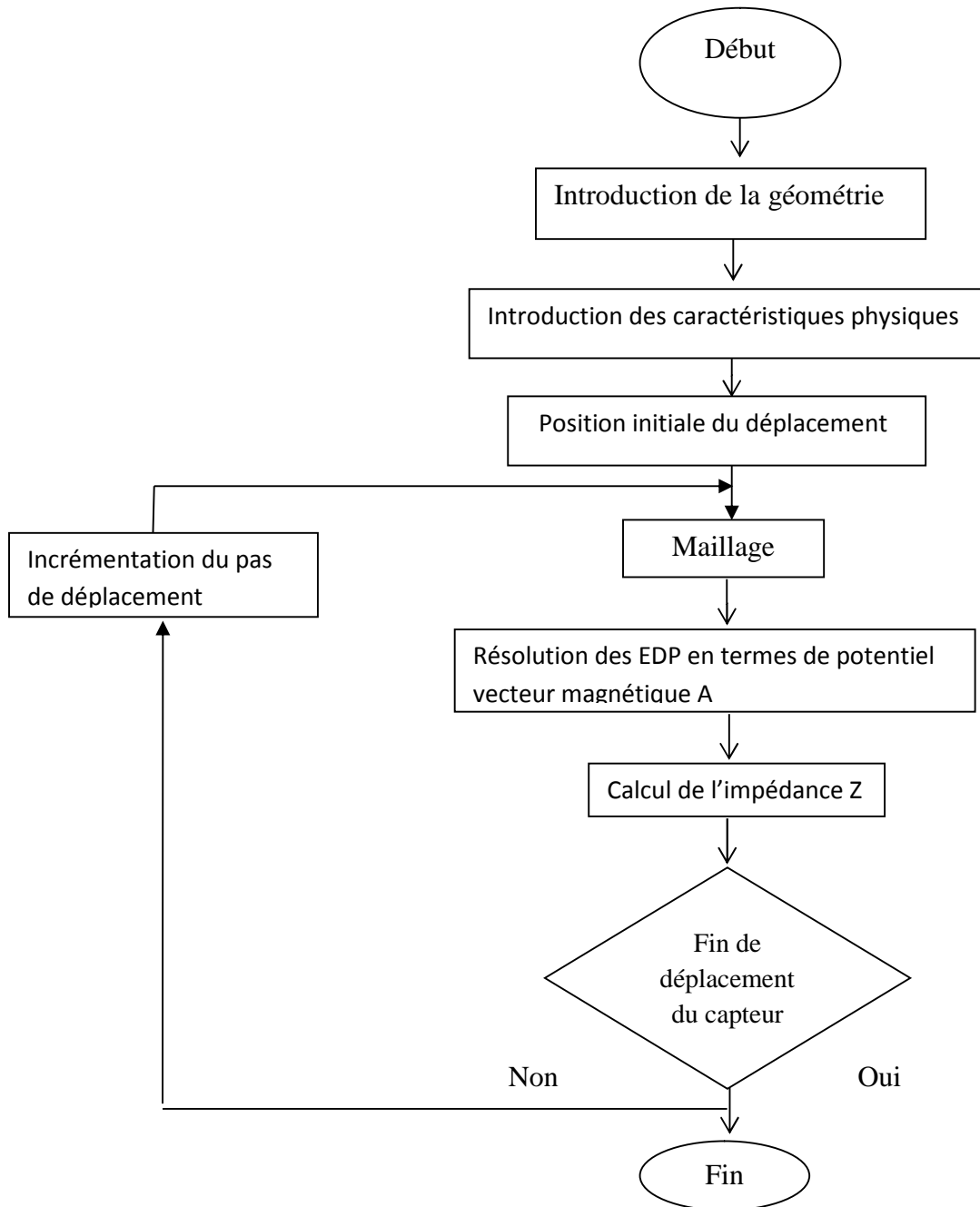


Figure IV-1 : Description du problème.

IV.2.2 Organigramme de calcul : le code de calcul éléments finis implanté sous l'environnement MATLAB est le suivant :



IV-2 : Organigramme de calcul par éléments finis.

IV.2.3 Formulation électromagnétique du problème

L'équation qui décrit l'évolution spatio-temporelle des phénomènes électromagnétiques est :

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

Avec : $\nu = \frac{1}{\mu}$

✓ L'équation relative à la charge est

$$\checkmark \quad \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) - \frac{\sigma}{r} j \omega A = 0 \quad (IV.2)$$

✓ L'équation associée au capteur est :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) = -J_{s\varphi} \quad (IV.3)$$

✓ Dans l'air, l'équation résolue est :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) = 0 \quad (IV.4)$$

IV.2.4 Première application

Le problème traité dans cette première application est la détection de défauts d'un tube métallique de forme cylindrique creux avec un défaut interne. Le capteur placé à l'intérieur du tube avec lift off=0.5mm, est constitué d'une bobine de 70 spires,

IV.2.4.1 Domaine d'étude et conditions aux limites

- **Avec défaut:** LA figure 2 représente la géométrie du système décrit par notre code de calculs éléments finis 2D implanté sous MATLAB

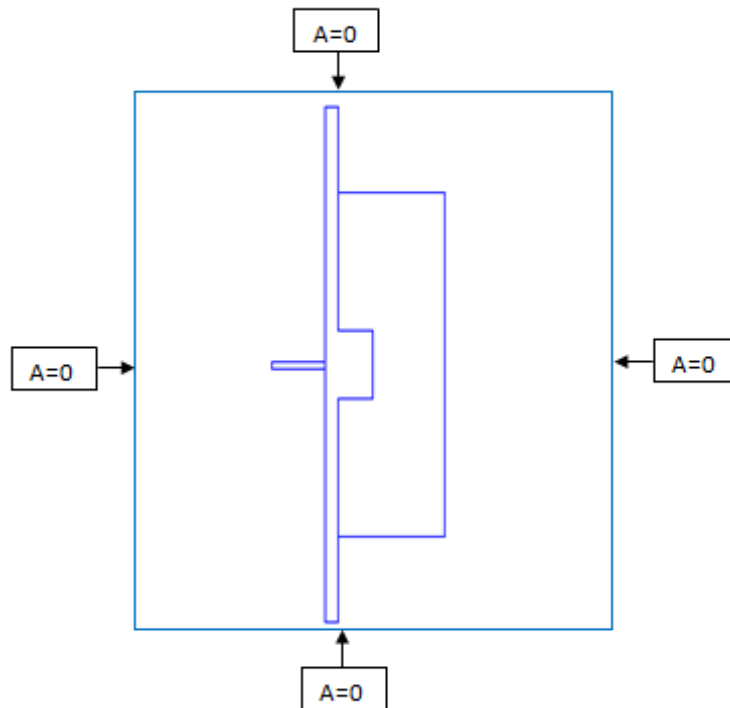


Figure IV-3: Géométrie du domaine d'étude.

Maillage du domaine

Le maillage de la géométrie de la cible avec défaut dans le cas d'un capteur seul, est représenté sur la figure IV- 4.

Notons que le maillage:

- Doit être suffisamment fin pour obtenir une précision suffisante;
- Ne doit pas être trop dense sous peine de ralentir les calculs.

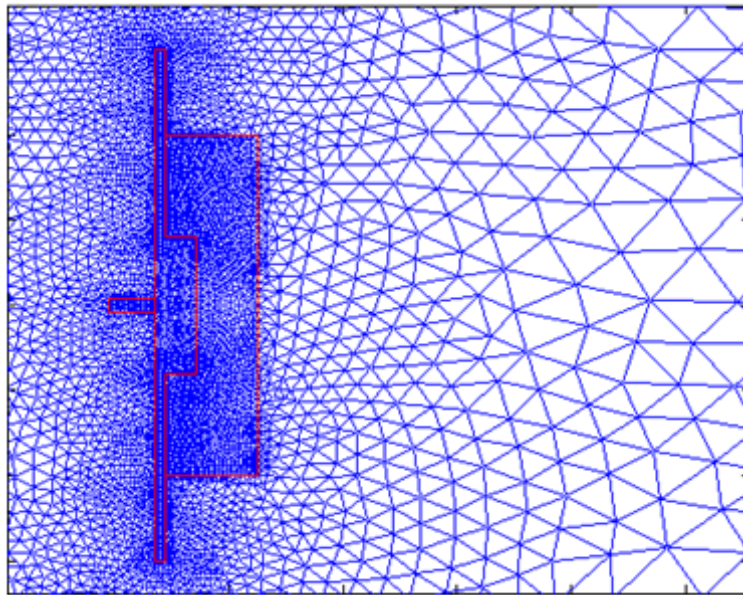


Figure IV- 4 : Maillage du domaine.

IV.2.4. 2 Résultats en termes de potentiel vecteur magnétique

Le potentiel vecteur et le champ magnétique visualisés dans la cible sont représentés sur la figure IV-5.

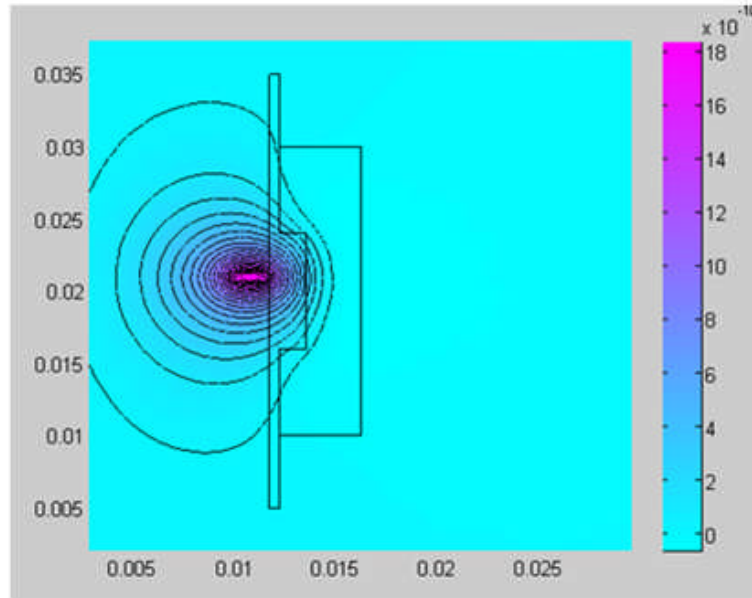


Figure IV-5 : Topologie des lignes du potentiel vecteur magnétique A.

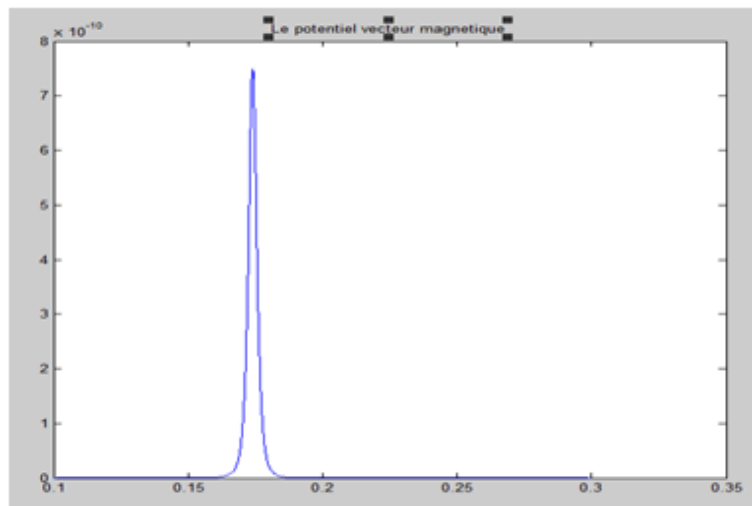


Figure IV- 6 : Allure du potentiel vecteur magnétique

IV.2.4.3 Résultats en termes de variation d'impédance

La variation de l'impédance du capteur qui se déplace à l'intérieur du cylindre en fonction de sa position a une fréquence de 50 KHz, est représentée sur la figure 6.

Les signaux de la variation de l'impédance sont obtenus par la relation (IV. 5)

$$\Delta Z_i = Z_i - Z_{min} \quad (IV.5)$$

Z_i : Impédance de la bobine à la position i en présence défaut.

Z_{min} : Impédance minimale de la bobine en absence de défaut.

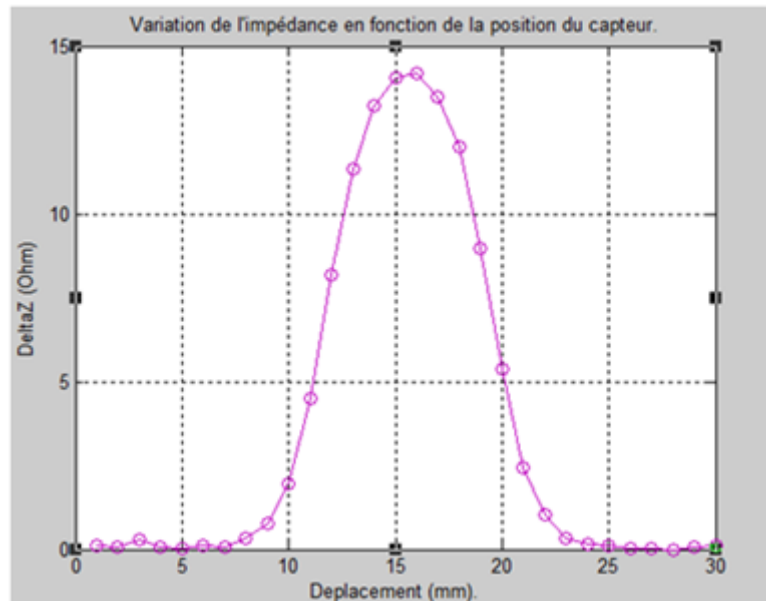


Figure IV-7: Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur.

IV.2.4.3.1 Effet de la fréquence

Pour différentes valeurs de la fréquence d'excitation, la figure 7, représente la variation de l'impédance en fonction de la position du capteur. Le lift off=0.5mm.

Nous constatons qua la variation de l'impédance augmente avec l'augmentation de la fréquence.

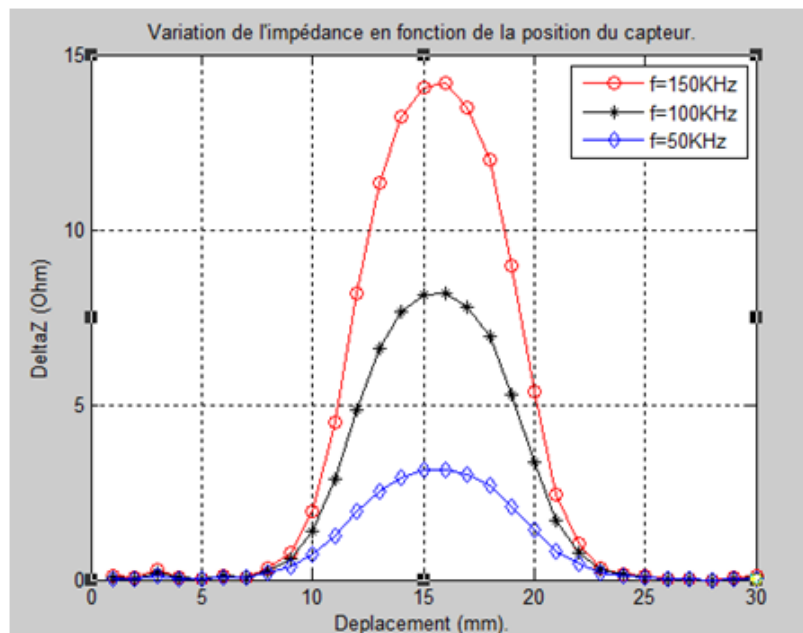


Figure IV-8 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes fréquences d'excitation.

IV.2.4.3.2 Effet du lift off

La fréquence d'excitation étant fixée à 100kHz. La figure IV- 9 représente la variation de l'impédance du capteur pour différentes valeurs de la distance ente la pièce à contrôler et le capteur (lift off), soient 0.13mm, 0.51mm et 1.3mm.

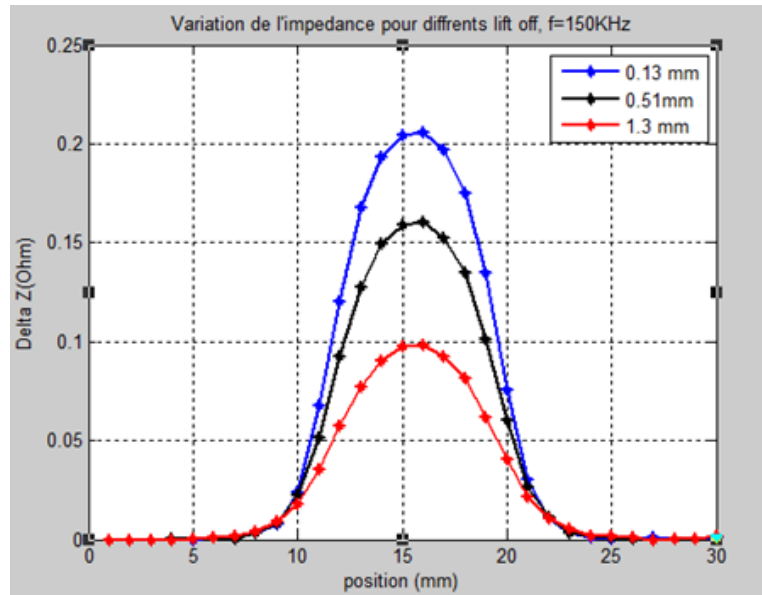


Figure IV-9 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes valeurs du lift off.

IV.2.4.3.3 Effet de la profondeur du défaut

Pour une fréquence d'excitation de 100kHz et un lift off de 0.13mm, on fait varier la valeur de la profondeur du défaut comme suit : 50%, 75%, 95% de l'épaisseur du tube.

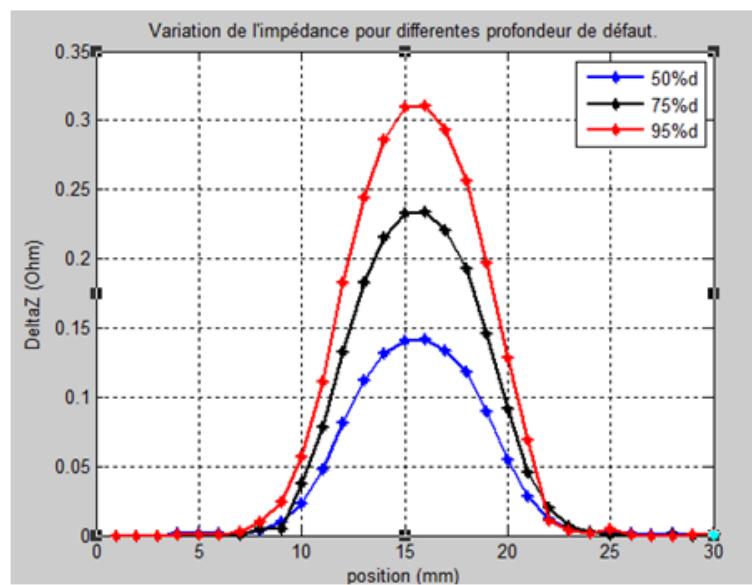


Figure IV-10 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes valeurs de la profondeur du défaut.

La profondeur d'un défaut modifie considérablement la valeur de la variation de l'impédance.

IV.2.4.3.4 Effet du paramètre électrique (la conductivité)

Pour une profondeur du défaut égale à 0.13 mm et une fréquence de 100 kHz, les figures suivantes illustrent la variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différents matériaux constituant le tube : Inconel-600 ($\sigma = 1e + 6 \text{ S.m}^{-1}$), Aluminium ($\sigma = 35 \cdot 1e + 6 \text{ S.m}^{-1}$), Cuivre ($\sigma = 59 \cdot 1e + 6 \text{ S.m}^{-1}$).

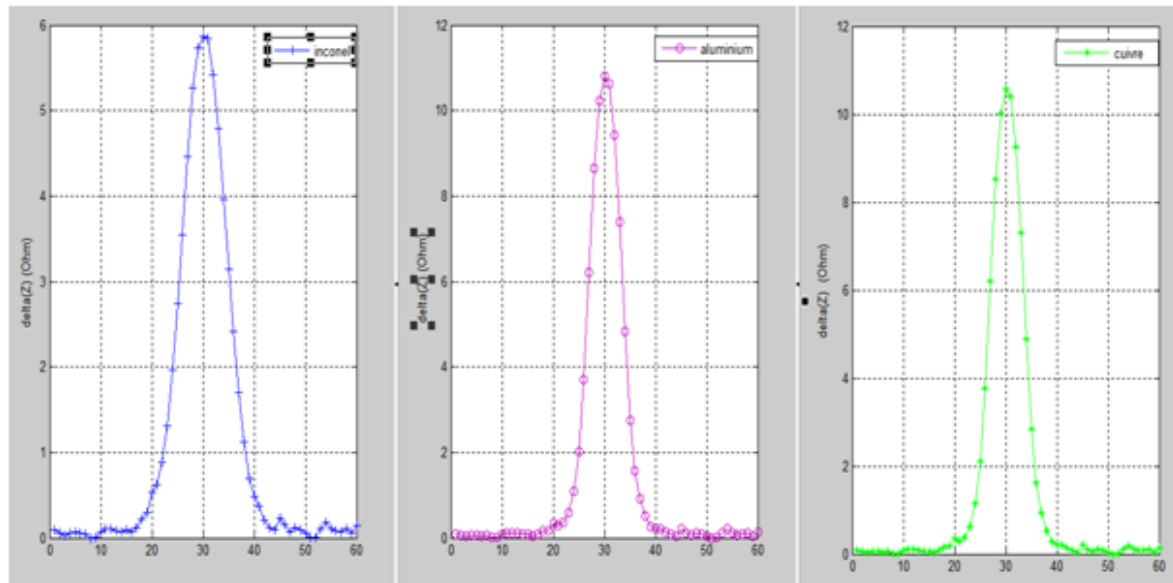


Figure IV-11 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes conductivités électriques (matériaux conducteurs).

En comparant les sommets des trois courbes nous constatons que la variation de l'impédance est importante pour inconel_600, elle diminue avec l'augmentation de la conductivité. Donc l'impédance du capteur est inversement proportionnelle à la conductivité du matériau.

L'impédance du capteur change avec la variation du flux magnétique réfléchi. Ce flux émanant des courants de Foucault induits dans la pièce à contrôler, est fonction de ses propriétés géométriques, électromagnétiques et de sa position par rapport au capteur.

Ce résultat est démontré sur la figure IV-12.

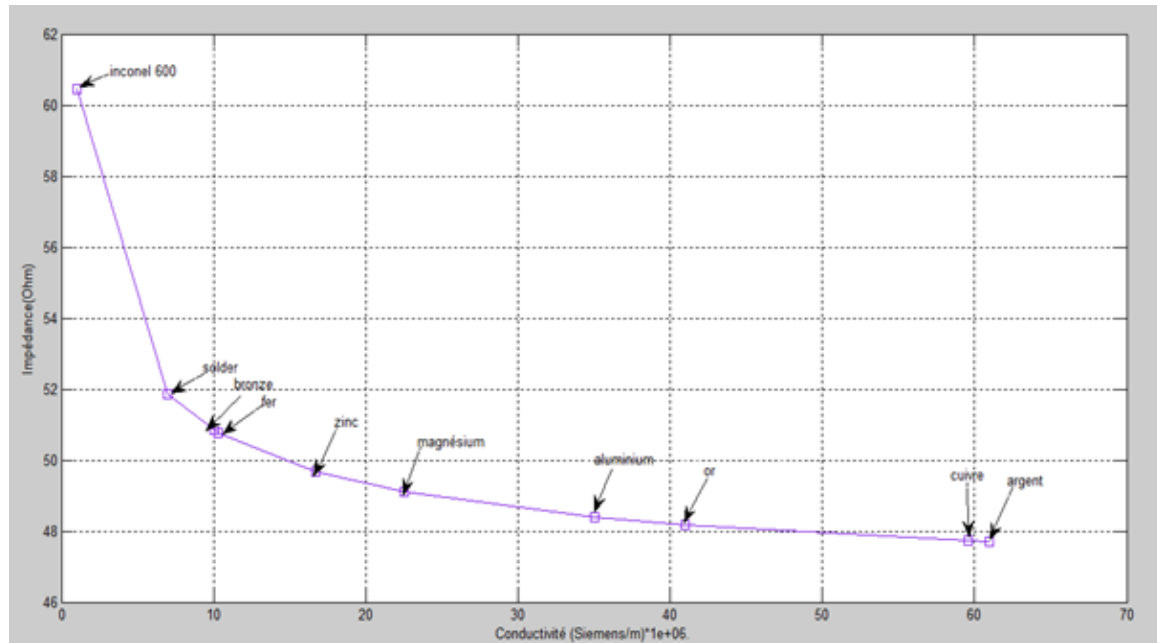


Figure IV- 12: Effet de la conductivité électrique sur l'impédance du capteur.

IV.2.4.3.5 Effet de la longueur du défaut

Pour voir l'effet de la variation de la hauteur du défaut sur la détection, nous proposons 4 types de défauts.

Les défauts simulés ont une même profondeur égale à 1.3 mm, une fréquence de 100 kHz et un lift off de 0.5mm, ils sont caractérisés par leurs hauteurs comparées à celle de la bobine : inférieur, égale, supérieure et très supérieure (0.65mm, 075mm, 2mm et 6mm).

Les figures suivantes illustrent la variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes hauteurs du défaut.

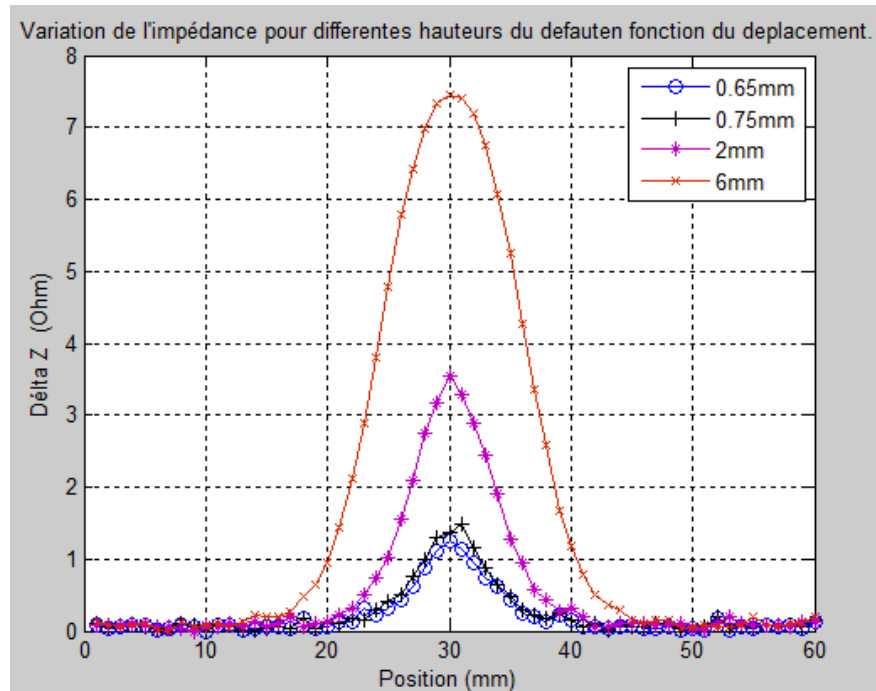


Figure IV-13 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes valeurs de la longueur du défaut.

IV.2.4.3.6 Plan d'impédance normalisée

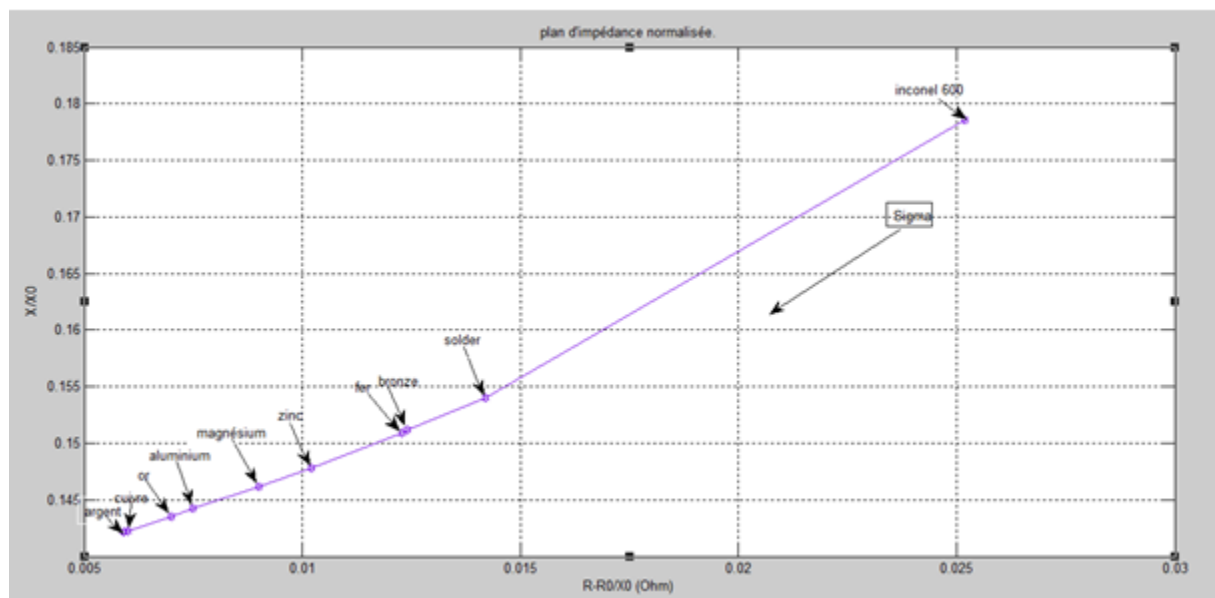


Figure IV- 14: Plan d'impédance normalisée.

Sur la figure IV-14 nous présentons le plan d'impédance normalisée tenant compte de la variation de la conductivité électrique.

Lorsqu'on augmente la conductivité, les pertes Joules diminuent par conséquent la résistance du capteur devient très faible.

IV.2.5 Deuxième application : Multicapteurs

IV.2.5.1 Description de la simulation

Nous présentons, dans ce qui suit, les résultats de la modélisation 2D, par la méthode des éléments finis du contrôle non destructif par courant de Foucault d'un tube présentant un défaut axisymétrique surfacique (interne). Le capteur utilisé est un multicapteur, composé de sept bobines (capteurs) de type absolu. Le défaut se traduit par l'absence de matière.

Après l'introduction des paramètres géométriques et électromagnétiques du dispositif, le modèle délivre la géométrie complète du système ; en ce qui concerne le maillage, les formes des capteurs, de la pièce à contrôler ainsi que celle du défaut et sa position.

Par la suite, le système d'équations, liant le courant source aux courants induits, est formulé. Sa résolution nous permet de visualiser la répartition des courants de Foucault dans la pièce, les lignes d'induction magnétique ainsi que les lignes équipotentielles ainsi que le calcul de l'impédance à partir de la méthode de l'induction ou le flux magnétique.

La simulation est faite pour trois fréquences à savoir 50kHz, 100kHz et 150kHz.

Pour simuler la détection de ces défauts, le capteur est supposé immobile.

Nous recueillons l'impédance vue par chaque (bobine) capteur.

Les dimensions géométriques et physiques de chaque élément du dispositif sont listées ci-après ;

✓ Le capteur

Epaisseur : 2 mm

Hauteur: 0.75 mm

Ecart entre sondes : 4.34 mm

✓ La charge

Hauteur : 40 mm;

Épaisseur d : 1.3 mm

Lift off : 0.5mm ;

✓ Le défaut

Hauteur : 2 mm ;

Epaisseur : 0.13 mm

IV.2.5.2 Domaine d'étude et conditions aux limites

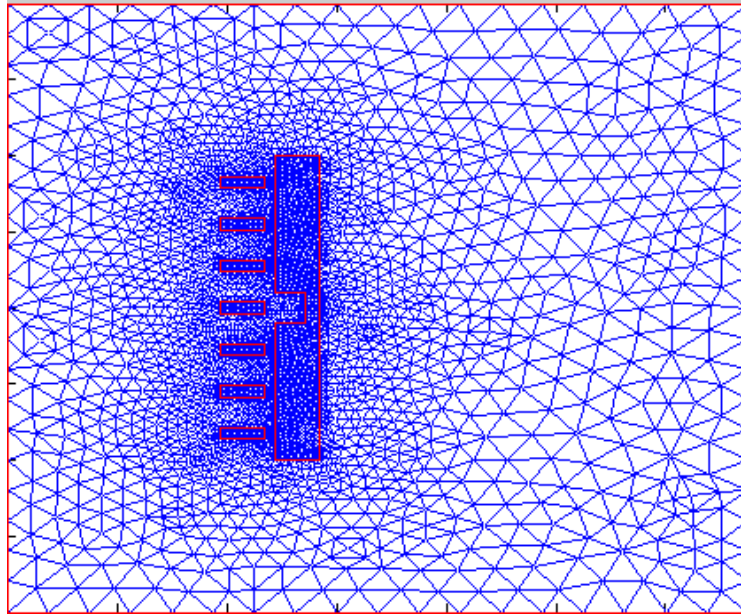


Figure IV-15 : Maillage du domaine d'étude (multicapteurs).

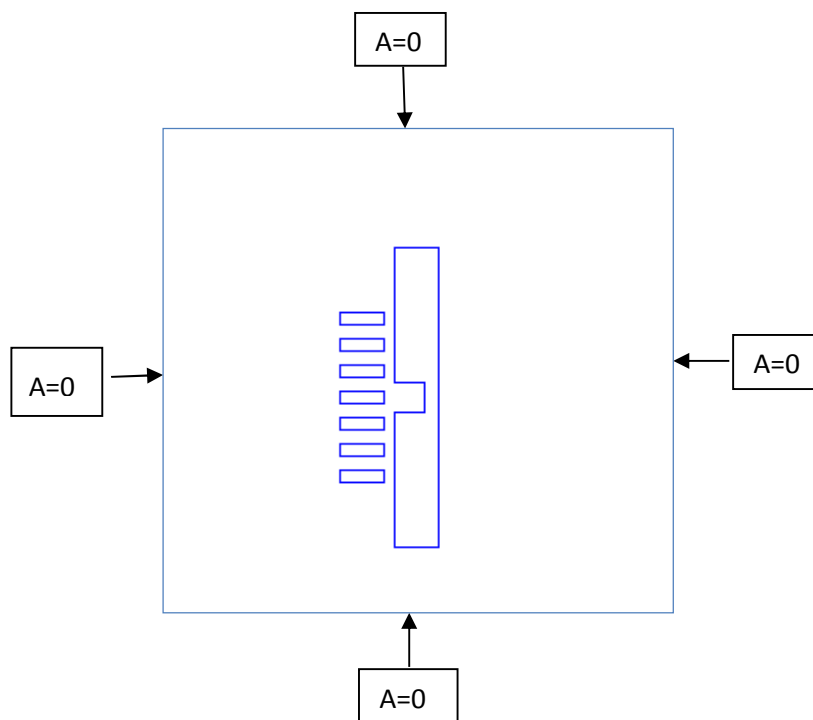


Figure IV-16 : Géométrie du domaine d'étude.

IV.2.5.3 Résultats en termes de potentiel vecteur magnétique

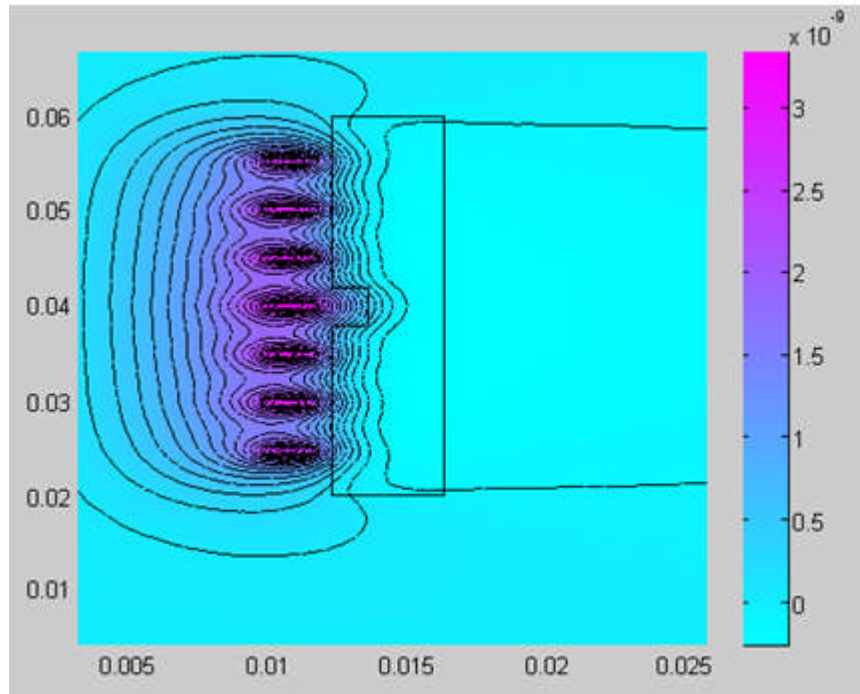


Figure IV-17 : Topologie des lignes du potentiel vecteur magnétique A.

La figure IV-18 illustre les variations de l'impédance vues par chaque capteur en fonction de leurs positions à une, fréquence de 100 kHz, un lift off de 0.5mm et une distance entre capteurs égale à 4,34 mm

La matrice d'impédance dans le cas de tube sans défaut est :

$$Z_{sd} = [1.8848 \quad 2.2596 \quad 2.3846 \quad 2.4410 \quad 2.4157 \quad 2.2699 \quad 1.8947] ;$$

La matrice d'impédance en cas de présence de défaut est :

$$Z_d = [1.2578 \quad 1.5038 \quad 1.5817 \quad 1.5999 \quad 1.5826 \quad 1.5047 \quad 1.2597] ;$$

La présence du défaut la cause de la variation de l'impédance ΔZ .

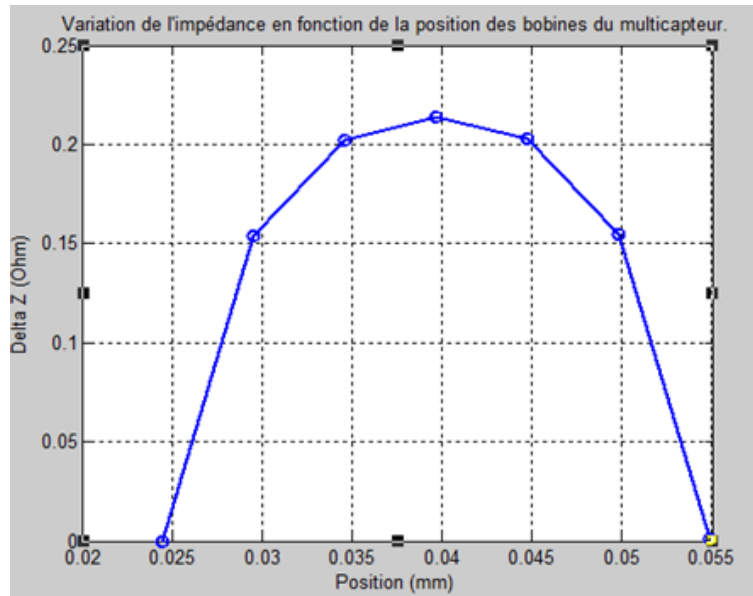


Figure IV-18 : Variation de l'impédance en fonction de la position des bobines du multicapteurs.

Sur la figure, nous remarquons que la variation de l'impédance est plus importante pour les capteurs (bobines) situés au milieu du défaut, et diminue pour les bobines qui s'éloignent du défaut.

Lorsque le capteur est loin du défaut la variation de l'impédance du capteur s'annule cela s'explique par le fait que la partie de la pièce en face du capteur est saine. et lorsque le capteur se rapproche du défaut l'impédance augmente jusqu'à une valeur maximale. Cette augmentation est due au fait que la première bobine du capteur voit le défaut à une position différente des autres bobines ce qui engendre une perturbation du champ source, par conséquent la variation de l'impédance.

IV.2.5.4 Résultats en termes d'impédance

IV.2.5.4.1 Effet de la fréquence

Pour voir l'influence de la fréquence sur le comportement d'un multicapteurs, nous avons testé trois fréquences d'excitation, à savoir 50kHz, 100kHz et 150kHz. Le résultat enregistré sur la figure suivante nous informe sur l'impacte de la fréquence sur la variation de l'impédance de chacune des bobines du multicapteur.

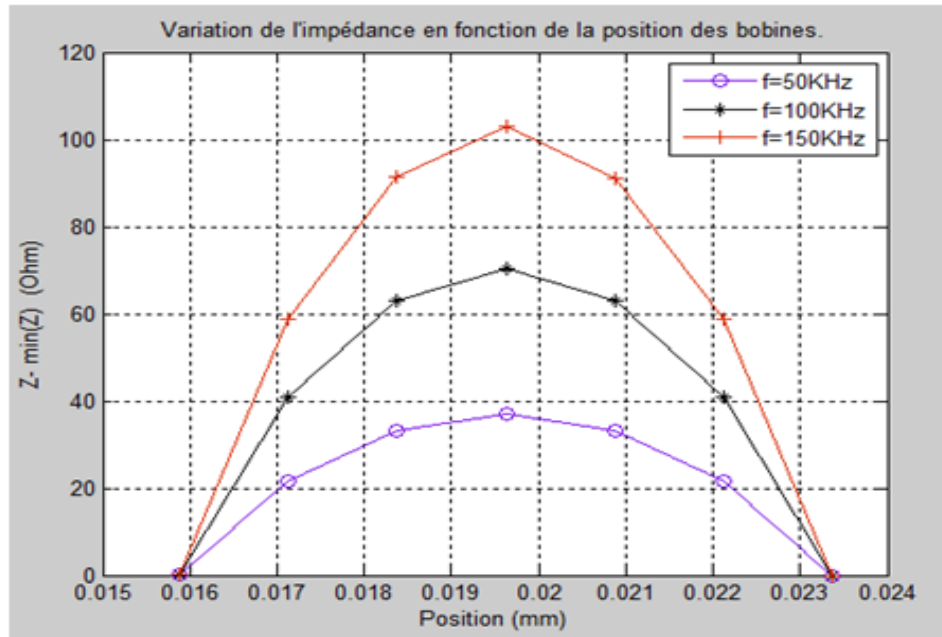


Figure IV-19: Variation de l'impédance en fonction de la position des capteurs pour différentes fréquences d'excitation.

IV.2.5.4.2 Effet de la distance entre capteurs

Dans cette application, nous avons placé les sept capteurs l'un au dessus de l'autre et nous avons changé la distance séparant ces capteurs (0.5mm, 1mm, 2.5mm, 3.34mm). Le résultat de la variation de l'impédance vue par chacune des bobines est illustré sur la figure IV- 20.

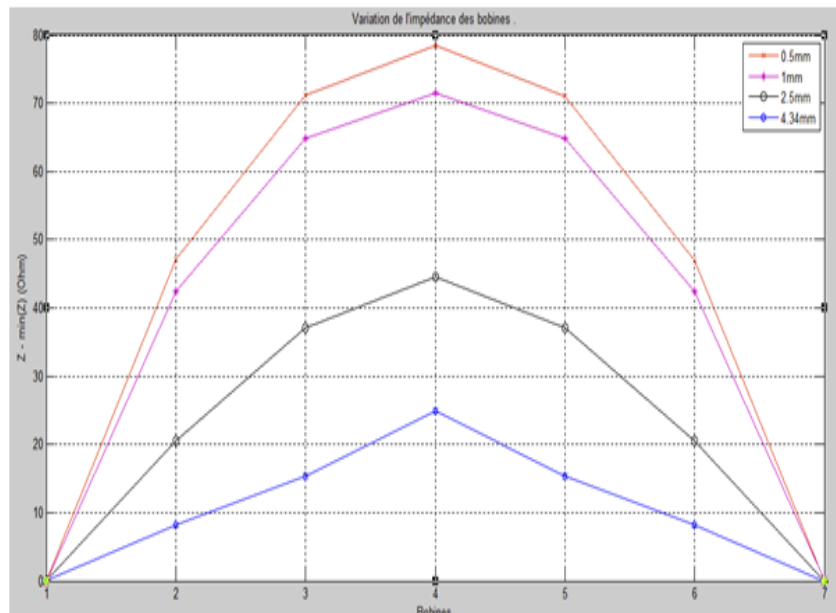


Figure IV- 20: Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes distances entre capteurs.

Le tableau suivant présente une comparaison sur le temps CPU et l'occupation mémoire de travail nécessaire pour le cas d'un mono capteur et multicapteurs sur un PC Pentium®, CPU 2020M@ 2.40 GHz.

Tableau IV- 1 : Comparaison des résultats.

	Maillage	Temps de simulation
Multicapteur	4146 nœuds 8214 triangles	8.014229 s
Monocapteur	9826 nœuds 19532triangles	96.139518 s.

Nous constatons clairement que les systèmes multicapteurs sont beaucoup plus rapides que les systèmes mono capteur.

IV.3 Simulation en 3D

Pour une meilleure approche des résultats expérimentaux et amélioration des résultats obtenus par la simulation 2D, nous avons modélisé notre système de capteurs par le logiciel de calcul éléments finis 3D Ansys Maxwell.

IV.3 .1 Présentation du logiciel

Ansys Maxwell 3D est le premier logiciel de simulation du champ électromagnétique mis en œuvre pour la conception, l'analyse et l'optimisation 2D et 3D des dispositifs: électrostatiques, électromécaniques et électromagnétiques tels que les machines électriques tournantes, machines à aimants permanents, et des dispositifs statiques : transformateurs, actionneurs, des bobines, des champs électrostatiques au tour des douilles, des isolateurs,

Ansys Maxwell utilise l'approche par éléments finis pour résoudre des équations de Maxwell pour une distribution de champ magnétique ou électrique dans une région ou volumes finis avec des conditions aux limites prescrites et fonction de contraintes pertinentes.

Les 12 solveurs dans Maxwell sont classés en fonction de la géométrie du modèle et le champ de la physique. Les Solveurs Axisymétrique sont regroupés sous 2D. La figure 3 montre l'organisation de solveurs de Maxwell.

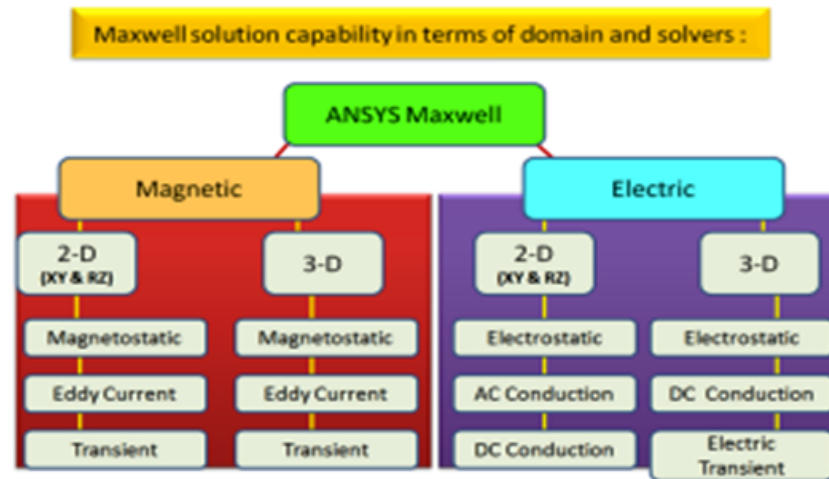


Figure IV-21:Organisation des Solveurs de Maxwell.

Pour la modélisation 3D des courants de Foucault (domaine fréquentiel), Maxwell utilise la formulation $T-\Phi$ (voir chapitre III) basée sur l'hypothèse que tous les champs électromagnétiques vibrent à la même fréquence (spécifiée un module et un déphasage initial calculés par Maxwell. Cette formulation a l'avantage de réduire le nombre de degrés de liberté de trois à un seul degré de liberté.

Dans les régions non conductrices, la force du champ magnétique est donnée par l'équation suivante :

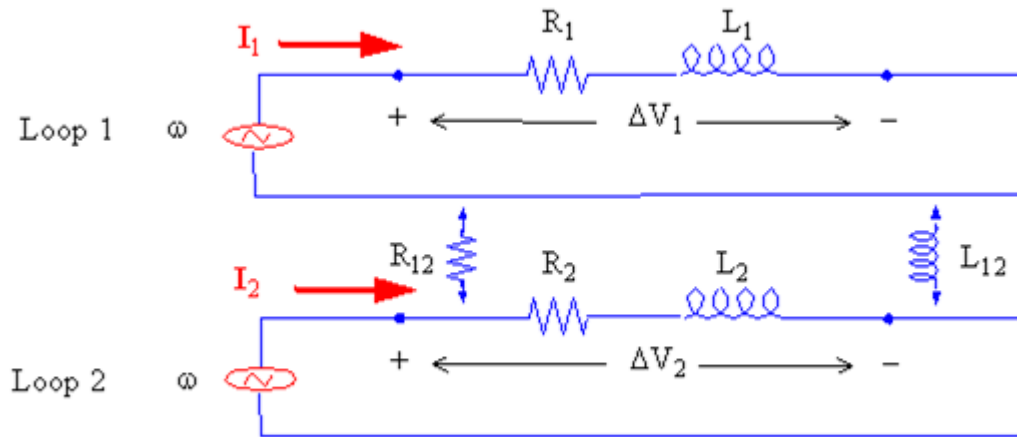
$$\vec{H} = \vec{H}_p + \nabla\phi \quad (\text{IV. 7})$$

En utilisation l'approximation nodale des éléments dans le même quadrant que celle dans le cas du solveur magnétostatique.

Dans les régions ou la conductivité électrique est non nulle l'équation suivante est valable :

$$\vec{H} = \vec{H}_p + \nabla\phi + \vec{T} \quad (\text{IV. 8})$$

Pour le calcul de d'impédance, le solveur utilise la méthode calcul d'impédance par puissance électromagnétique.



$$\Delta V_1 = R_1 I_1 + I_1 j \cdot \omega \cdot L_{11} + I_2 j \cdot \omega \cdot L_{12} \quad (\text{IV. 9})$$

$$\Delta V_2 = R_2 I_2 + I_2 j \cdot \omega \cdot L_{22} + I_1 j \cdot \omega \cdot L_{12} \quad (\text{IV. 10})$$

La matrice d'impédance exprime la relation entre la tension et le courant pour de multiples conducteurs. Sa formule est alors donnée par l'équation ci contre

$$\begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 11})$$

- $Z_{11} = R_1 + j\omega L_{11}$ (Impédance propre du circuit1).
- $Z_{12} = R_{12} + j\omega L_{12}$ (Impédance mutuelle entre le circuit 1 et le circuit2).
- $Z_{22} = R_2 + j\omega L_{22}$ (Impédance propre du circuit1) [71] [72].

IV.3.2 Applications

Dans cette première application, nous avons simulé une plaque conductrice comportant un défaut sur laquelle nous avons effectué un déplacement du capteur sur l'axe de défaut, par la suite, nous avons simulé un dispositif multicauteurs constitué de 05 bobines placées en série.

Les figures IV-22 et IV-23 représentent respectivement la géométrie des systèmes modélisés dans le cas d'un scan horizontal d'une pièce et dans le cas d'une configuration multicauteurs.

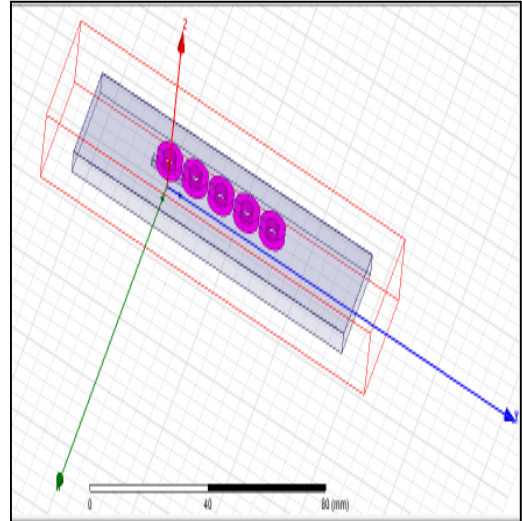
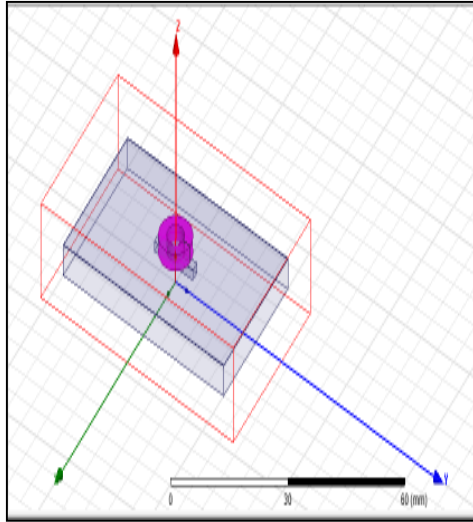


Figure 22 : Dispositif modélisé (un capteur) Figure 23: Dispositif modélisé (05 capteurs).

Les dimensions des différents éléments du système sont données comme suit :

- La bobine
 - Hauteur= 2.2mm ;
 - Rayon= 4.5 mm ;
- La plaque
 - Epaisseur= 4mm ;
 - Longueur= 50mm ;
 - Largeur= 30mm ;
- Le défaut
 - Epaisseur= 1.3mm ;
 - Longueur= 12mm ;
 - Largeur= 2mm ;

Dans l'application suivante, nous avons relevé la variation de l'impédance aux bornes d'une bobine qui se déplace le long d'une plaque comportant un défaut, la fréquence d'excitation est fixée à 50kHz. Le résultat est représenté sur la figure 23.

A chaque position (k) du capteur un maillage et un calcul 3D est réalisé pour calculer l'impédance correspondante :

$$\Delta Z^{(k)} = \|Z^{(k)}_f - Z_0\|$$

Où Z_f : Représente l'impédance du capteur en présence du défaut.

Z_0 : Représente l'impédance du capteur en absence du défaut.

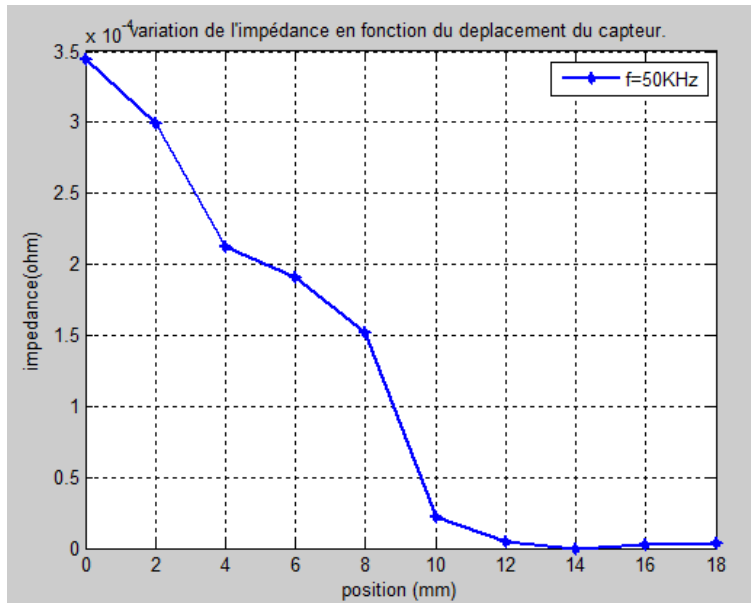


Figure IV-24: Variation absolue de l'impédance d'un capteur en fonction de sa position.

IV.3.2.1 Influence de la fréquence sur l'impédance

Dans cette application, nous avons effectué un déplacement de la bobine sur la plaque et nous avons fait varier la fréquence d'excitation. La variation de l'impédance aux bornes de la bobine en fonction du déplacement pour les différentes valeurs de la fréquence d'excitation (50kHz, 100kHz, 150kHz) est représentée sur la figure IV- 24.

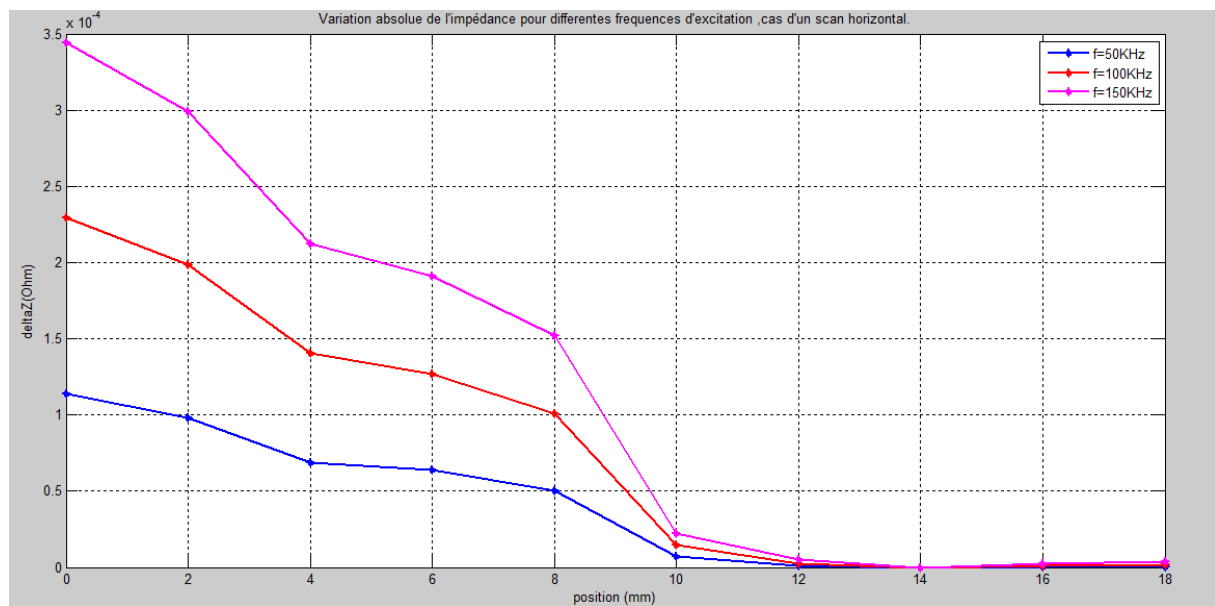


Figure IV-25 : Variation de l'impédance en fonction du déplacement du capteur pour différentes fréquences.

L'analyse de figure IV-25 montre que la variation de l'impédance augmente en augmentant la fréquence, elle atteint son maximum au milieu du défaut et diminue considérablement jusqu'à ce qu'elle s'annule en s'approchant de la zone saine. Nous pouvons donc dire que la détection est meilleure en montant en fréquence.

IV.3.2.2 Impact de la profondeur du défaut sur l'impédance

L'objectif de cette application est de voir l'effet de la variation de la profondeur de la fissure sur l'impédance.

Nous avons effectué un scan d'une plaque comportant un défaut pour différentes valeurs de la profondeur du défaut (4mm, 2.4mm, 2mm, 1.6mm, 1.3mm, 0.5mm) le résultat de la variation de l'impédance en fonction de déplacement du capteur est représenté sur la figure IV-26. La fréquence d'alimentation du capteur est de 50kHz.

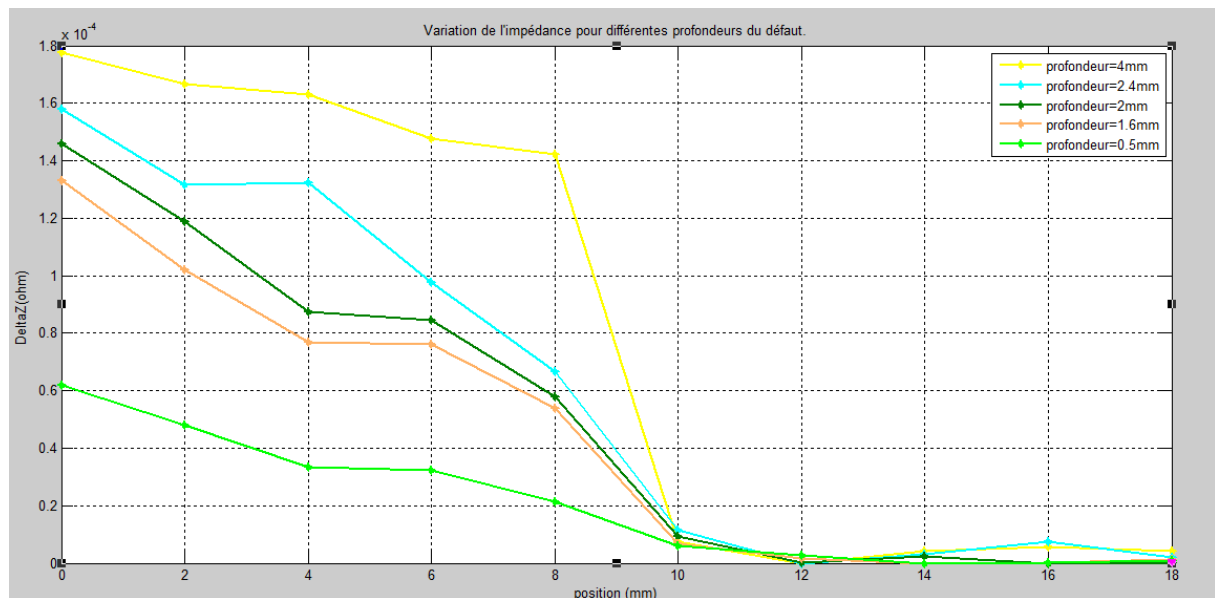


Figure IV-26: Variation de l'impédance en fonction du déplacement du capteur pour différentes valeurs de la profondeur du défaut.

D'après l'allure de la figure IV- 26, nous constatons que la détection est meilleure d'autant plus que le défaut est profond.

IV.3.2.3 Effet de la variation du lift off sur l'impédance

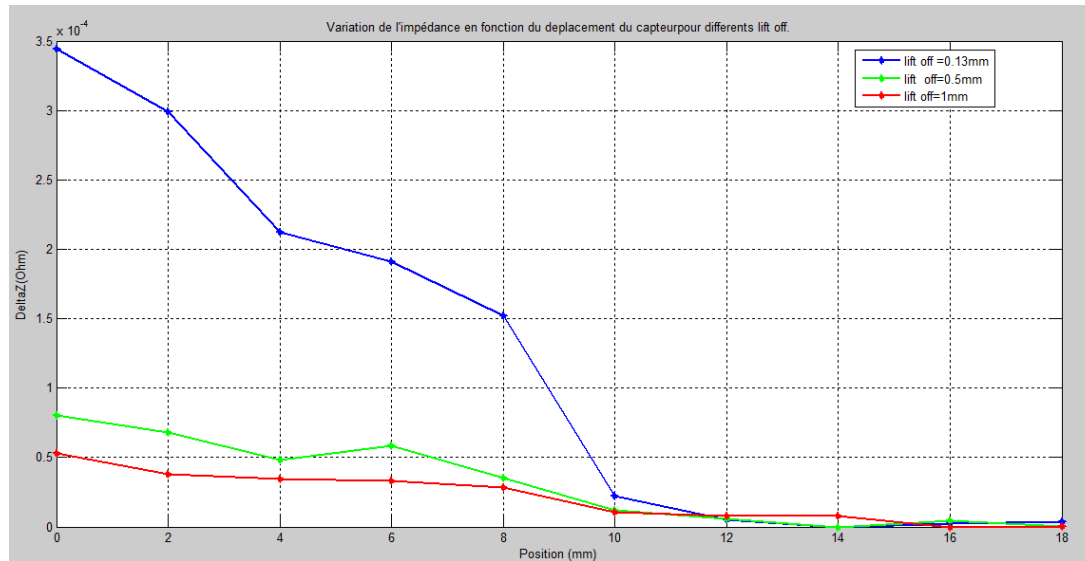


Figure IV-27 : Allure de la variation de l'impédance en fonction du déplacement du capteur pour différents lift off.

Le lift off décrit la distance séparant la plaque à inspecter du capteur et qui réalise le couplage magnétique entre eux. l'augmentation du lift off engendre une diminution de l'influence de la plaque sur le capteur, par conséquent l'impédance du capteur tend vers son impédance à vide (en absence de la cible).

IV.3 3 Confrontation aux résultats expérimentaux

L'objet de cette application est de valider nos résultats de simulation par ceux fournis par l'expérience. Le dispositif CND à CF est précédemment décrit, ou le capteur est placé au dessus de la plaque (comportant un défaut) et se déplace selon la direction de l'orientation du défaut. Le scan s'effectue sur une longueur de 18mm de la pièce partant du centre du défaut avec un pas de 2mm. Les données d'impédance de la bobine ont été enregistrées en utilisant le LCR_Mètre GW-INSTTEK 8101G à trois fréquences (50 kHz, 100 kHz ,150 kHz)

Pour chacune des fréquences ; les valeurs numériques de la variation de l'impédance ont été comparées à celles relevées en expérience.

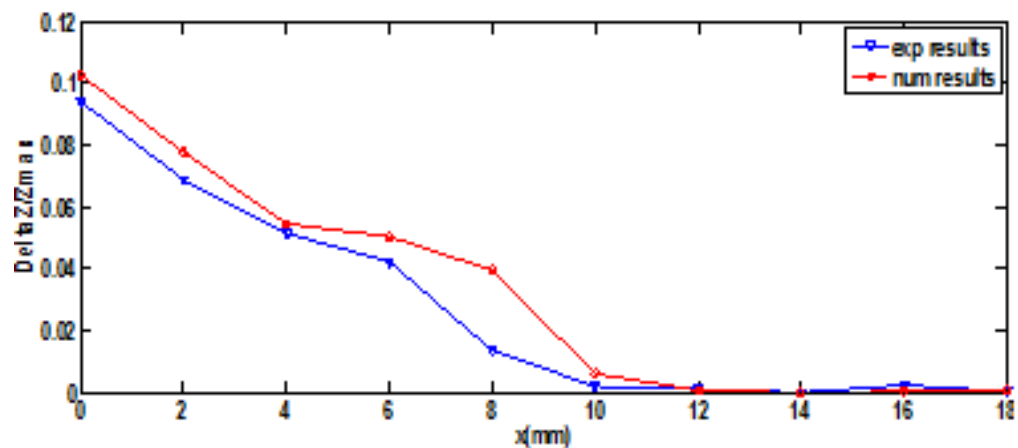


Figure IV-28 : Résultats de calcul par EF3D comparés aux résultats expérimentaux pour $f=50\text{kHz}$.

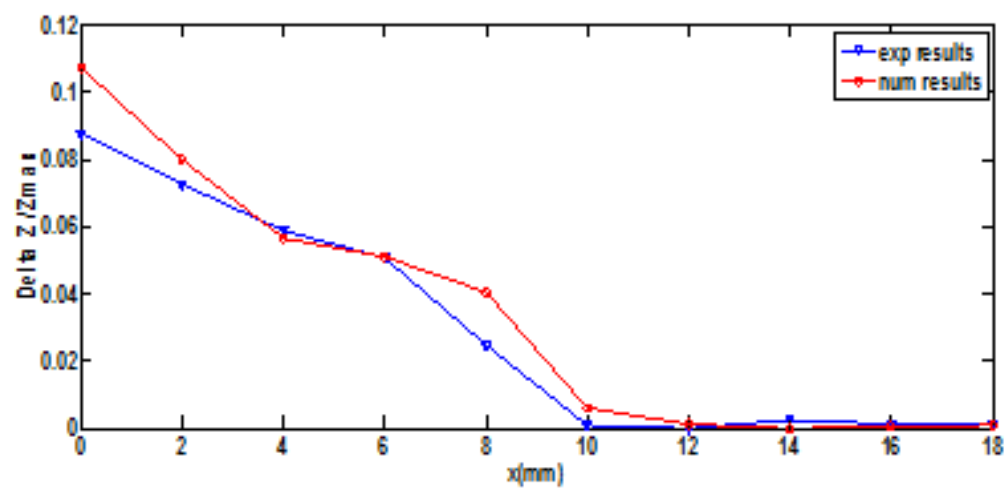


Figure IV-29: Résultats de calcul par EF 3D comparés aux résultats expérimentaux pour $f=100\text{kHz}$.

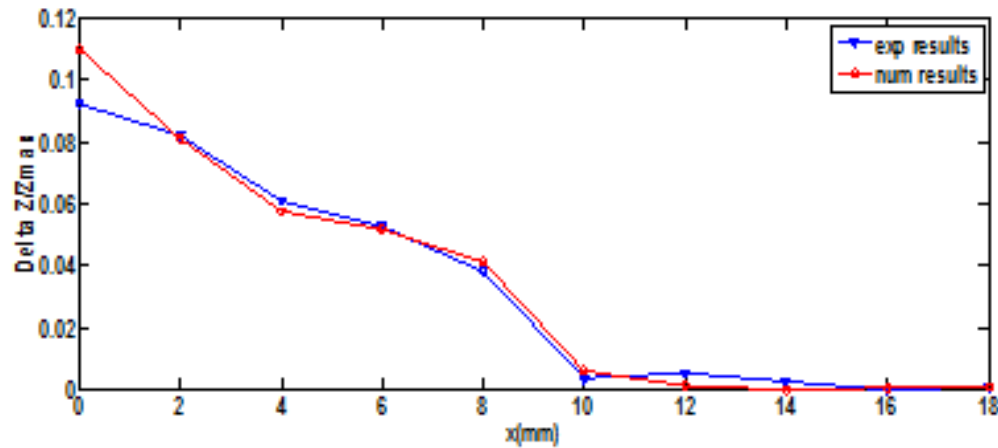


Figure IV-30 : Résultats de calcul par EF 3D comparés aux résultats expérimentaux pour $f=150\text{kHz}$.

Dans cette section nous avons confronté les résultats expérimentaux obtenus par un LCR_Metre avec les résultats numériques de simulations 3D de calcul d'impédance. Nous constatons que le calcul numérique de l'impédance correspond bien à celui obtenu expérimentalement. Nous remarquons également que le choix de la fréquence propre est critique pour une résolution optimale.

Dans l'application suivante, nous avons modélisé un autre dispositif en réalisant un scan de la pièce à inspecter [14]. Le logiciel de calcul par EF Maxwell a été utilisé pour l'étude du problème CND d'une plaque conductrice soumise à un champ d'excitation induit par un capteur constitué de 140 spires.

Les résultats en termes de variation d'impédance ont été comparés à ceux fournies dans la littérature (Benchmark ECT-SG).

Les paramètres du système modélisé sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs
Bobine:	
Rayon interne, r_i	0.6 mm
Rayon externe, r_e	1.6 mm
Hauteur, h	0.8 mm
Lift-off, l	0.5 mm
Nombre de spires, N	140
Fréquence	300 kHz
Plaque:	
Épaisseur, d	1.25 mm
Conductivité, σ	1 MS/m
Fissure:	
Longueur, L	10 mm
Profondeur, D	100%, 60%, 40% d

Tableau IV-2 : Paramètres du système modélisé.

Le résultat fournie sur la figure IV-31 représente l'allure de la variation de l'impédance pour des profondeurs de défaut D de (100% d ; 60% d ;40% d) . Le défaut traité étant interne.

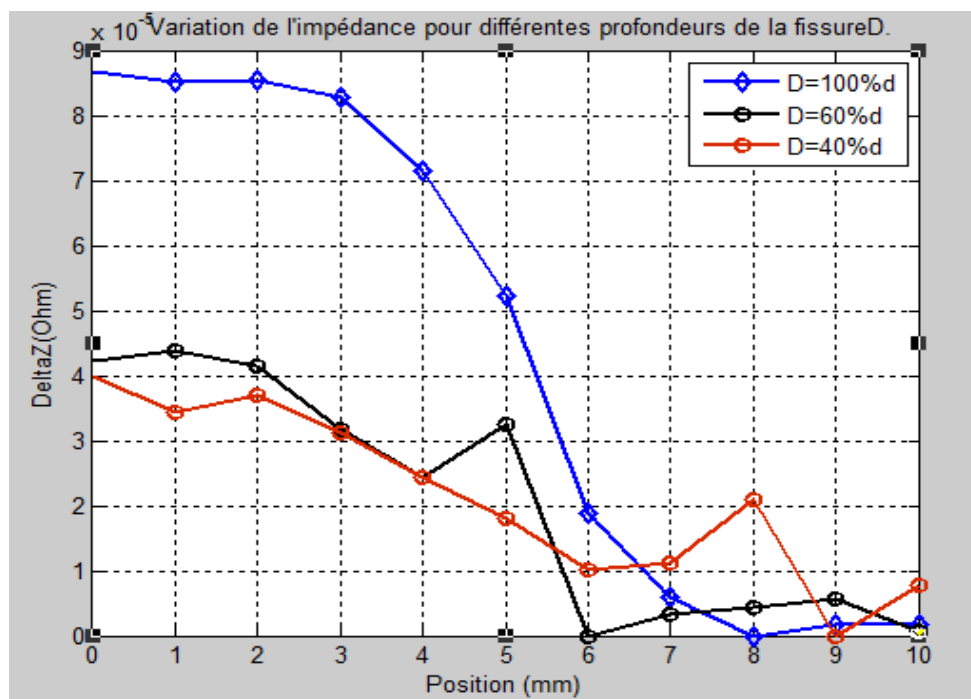


figure IV-31: Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes profondeurs de la fissure.

Une comparaison de la variation de l'impédance obtenue en réalisant un scan horizontal par le calcul EF a été effectuée, avec les résultats expérimentaux du Benchmark ECT-SG

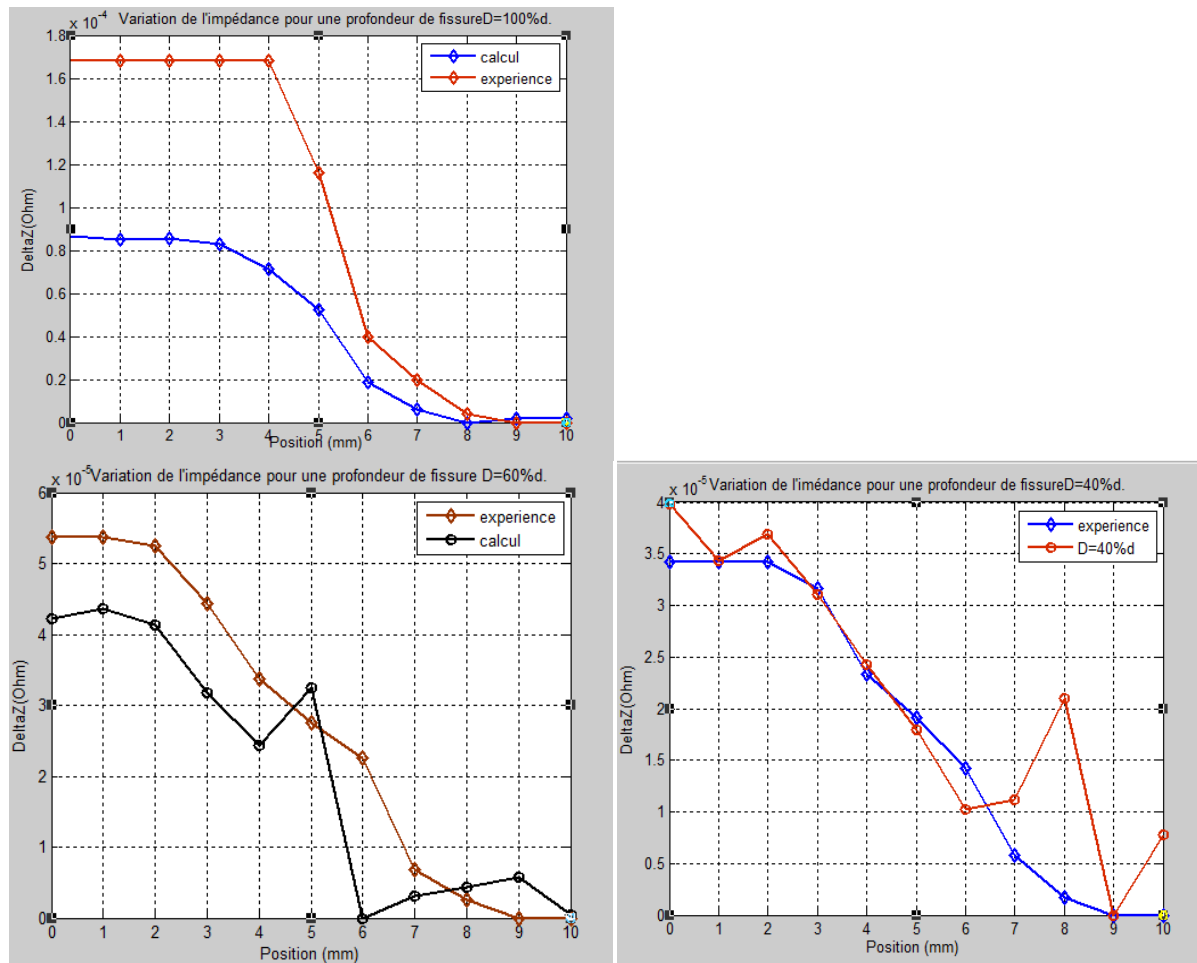


Figure IV-32 : Résultats de calcul par EF comparés aux résultats expérimentaux de BanchmarECT-SG.

Les résultats représentés sur la figure 32 montrent l'effet de la distribution surfacique des courants de Foucault qui se traduit par une importante variation de l'impédance.

➤ Multicapteurs

Dans cette application, l'étude concerne une structure multicapteurs, constituée de 05 bobines placées en série distantes de la cible (lift off) de 0.13mm, espacées l'une de l'autre de 0.5mm et excitées par une fréquence de 150kHz. La variation de l'impédance en fonction de la position des bobines du multi_capteur est représentée sur la figure IV-33.

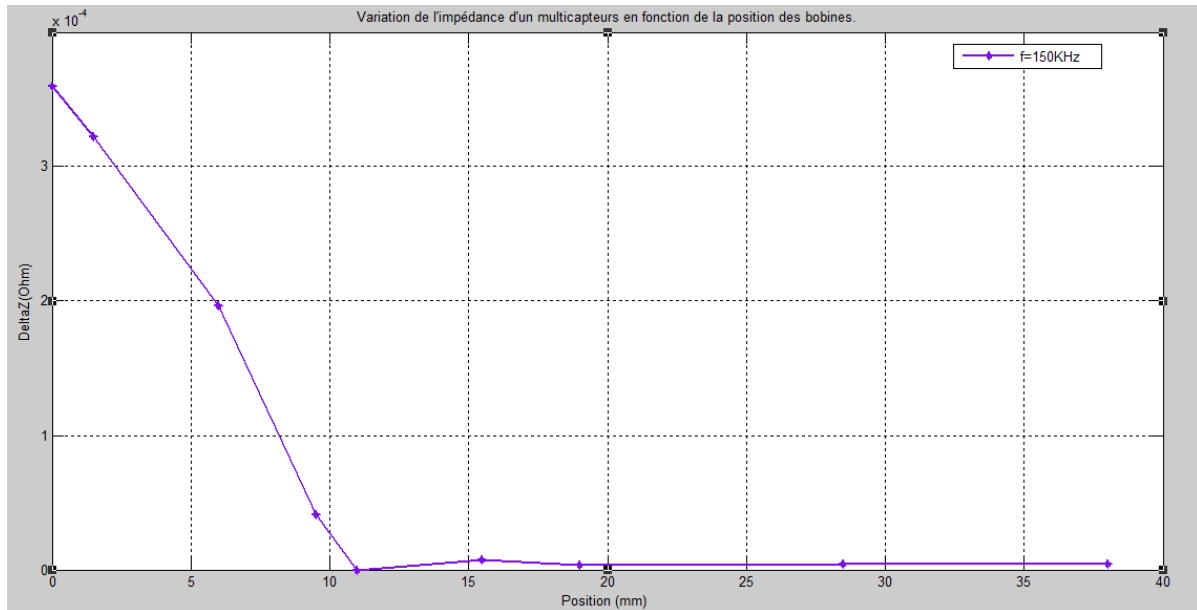


figure IV-33: Variation de l'impédance en fonction de la position des bobines.

La présence du défaut induit une perturbation des courants de Foucault, et la variation de l'impédance est faible et décroît rapidement en fonction de la distance [14].

Dans ce qui suit, nous avons effectué une comparaison entre les deux structures précédentes (mono-capteur, multicapteurs).

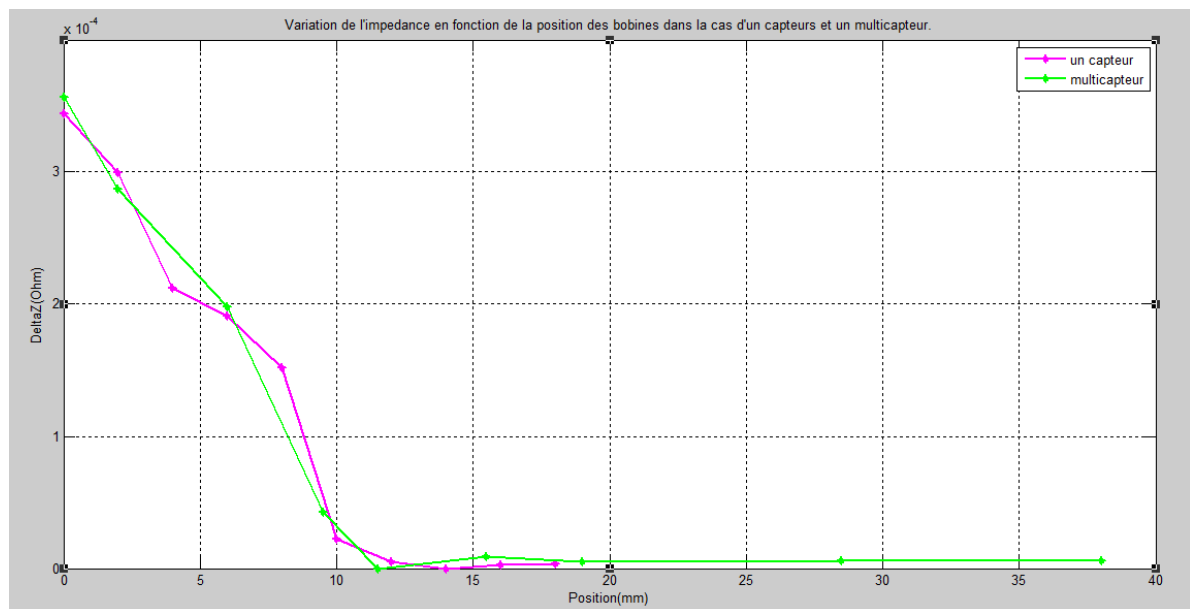


Figure IV-34: Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur (mono capteur, multicapteurs)

Les résultats illustrés sur la figure IV-34 montrent que sous une fréquence d'excitation de 150 kHz et pour un lift off de 0.13mm, la variation de l'impédance **change** de la même manière

pour le cas d'une plaque comportant une fissure sur laquelle se déplace la bobine et le cas où 5 bobines sont placées en série sur la même cible. Le décalage entre les deux courbes peut être interprété par la variation du lift off due aux fluctuations de la géométrie durant le déplacement de la bobine pendant le scan.

IV.4 Partie expérimentale

➤ Matériel utilisé

- Réalisation d'une bobine à air dont les dimensions sont les suivantes :

Rayon interne = 0.6 mm.

Rayon externe = 16 mm.

Nombre couches = 4

spires/couche = 32

Nombre spires = 128.

Hauteur = 0.8 mm.

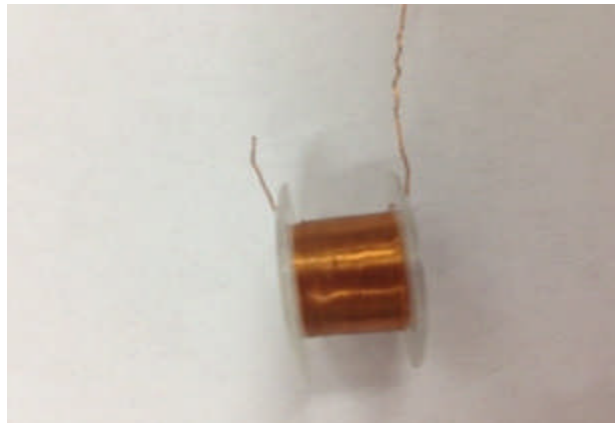


Figure IV-35: Le capteur réalisé.

- Un générateur de fréquence : de 1kHz – 100 MHz.
- Un multimètre.
- Une carte d'acquisition c NI PCI-6281 de M Series, ses caractéristiques sont :
 - 16 entrées analogiques avec un taux d'échantillonnage 625 k échantillons/S en mono channel.
 - 2 sorties analogiques.
 - 24 chaînes d'entrée/ sorties numériques.

- deux voies pour un compteur d'une fréquence de 80 MHz.
- filtres passe-bas programmables 40 kHz rejettent le bruit haute fréquence et éviter le repliement.
- Un ordinateur Intel ® Pentium ®, CPU 2020M@ 2.40 GHz, mémoire 2.00 Go.
- Une plaque conductrice en cuivre avec un défaut au centre, les dimensions sont :

$$\text{Pièce} \begin{cases} \text{longueur} = 110 \text{ mm} \\ \text{largeur} = 2 \text{ mm} \end{cases}$$

$$\text{Défaut} \begin{cases} \text{longueur} = 12 \text{ mm} \\ \text{profondeur} = 2 \text{ mm} \\ \text{largeur} = 2 \text{ mm} \end{cases}$$

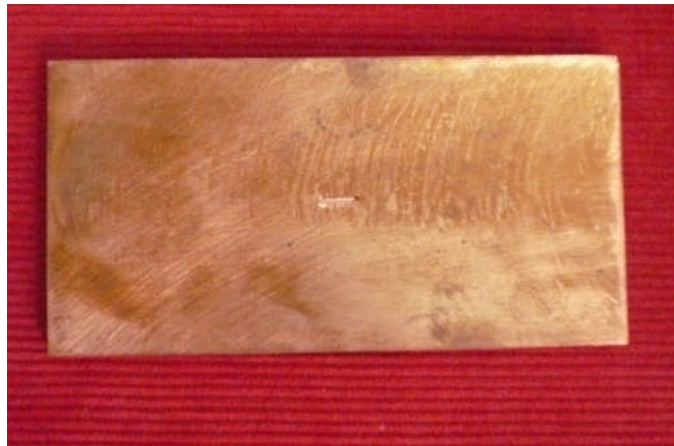


Figure IV-36 : Plaque en cuivre avec défaut utilisée dans les essais [8].



Figure IV-37 : Le système expérimental du scan horizontal [8].

➤ Déroulement des essais

La bobine réalisée est soumise à un test de continuité à l'aide d'un multimètre, ensuite elle est connectée à une carte d'acquisition (une fréquence d'alimentation ainsi que le bloc de simulation sont préalablement choisis) pour récupérer la tension. Une fois le capteur est placé sur la plaque à contrôler, nous réalisons un déplacement de celui-ci sur la cible avec un pas de 02 mm entre deux positions successives. La distance séparant la cible du capteur (lift off) considérée vaut 0.13mm.

Les résultats obtenus sont traités par un logiciel de développement d'application mis au point par National Instrument Labview (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) et affichés sur l'écran du PC.

Essaie N°1

La bobine utilisée est précédemment dimensionnée.

Les valeurs efficaces de la tension à vide et en charge relevés aux bornes du capteur à différentes positions pour deux fréquences (150kHz et 300 kHz) sont dans des tableaux.

✓ **Fréquence $f = 150\text{kHz}$**

❖ La tension à vide (absence de la pièce) $U_0 = 0.07671\text{ V}$.

❖ En charge : présence d'une pièce comportant un défaut (dont les caractéristiques sont citées précédemment)

Les valeurs des tensions obtenues sont données dans le tableau1suivant :

La position du capteur (mm)	Valeur efficace de la tension (v)
$x_1 = 0$	$U = 0.001873$
$x_2 = 2$	$U = 0.002334$
$x_3 = 4$	$U = 0.002395$
$x_4 = 6$	$U = 0.005179$
$x_5 = 8$	$U = 0.005275$
$x_6 = 10$	$U = 0.077538$
$x_7 = 12$	$U = 0.087584$
$x_8 = 14$	$U = 0.71036$
$x_9 = 16$	$U = 0.80125$
$x_{10} = 18$	$U = 0.8723$

Tableau IV-3 : Tension aux bornes du capteur en fonction de la position $f=150\text{kHz}$.**Fréquence $f=300\text{kHz}$**

- ❖ La tension à vide (absence de la pièce) $U_0 = 0.062379 \text{ V}$.
- ❖ En charge

La position du capteur (mm)	Valeur efficace de la tension (v)
$x_1 = 0$	$U = 0.001697$
$x_2 = 2$	$U = 0.001910$
$x_3 = 4$	$U = 0.002518$
$x_4 = 6$	$U = 0.002528$
$x_5 = 8$	$U = 0.003068$
$x_6 = 10$	$U = 0.07762$
$x_7 = 12$	$U = 0.04088$
$x_8 = 14$	$U = 0.046157$
$x_9 = 16$	$U = 0.051077$
$x_{10} = 18$	$U = 0.05777$

Tableau IV-4 : Valeurs efficaces de la tension aux bornes du capteur.

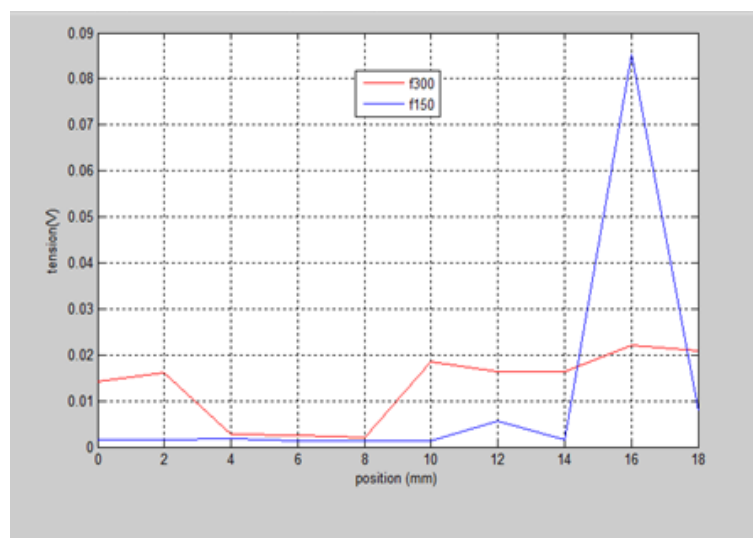


Figure IV-38 : Valeurs efficaces de la tension aux bornes du capteur en fonction du déplacement.

Essai N°2

Un autre essai a été effectué, en utilisant une autre bobine avec les dimensions suivantes :

Rayon externe = 8 mm.

spires/couche= 16.

Rayon interne =1mm

Hauteur =4mm.

Nombre couches=4.

Nombre spires= 64.

Les résultats obtenus sont :

- **Une fréquence $f=150\text{kHz}$**

- ❖ La tension à vide (absence de la pièce) $U_0 = 0.000997V$

- ❖ La tension en charge est donnée dans le tableau IV-5 :

La position du capteur (mm)	Valeur efficace de la tension (v)
$x_1 = 0$	$U = 0.001532$
$x_2 = 2$	$U = 0.01574$
$x_3 = 4$	$U = 0.001717$
$x_4 = 6$	$U = 0.001368$
$x_5 = 8$	$U = 0.001373$
$x_6 = 10$	$U = 0.001357$
$x_7 = 12$	$U = 0.005504$
$x_8 = 14$	$U = 0.001547$
$x_9 = 16$	$U = 0.008536$
$x_{10} = 18$	$U = 0.007695$

Tableau IV-5: Valeurs efficaces de la tension et les différentes positions du capteur.

- Une fréquence $f=300\text{kHz}$

- ❖ La tension à vide (absence de la pièce) $U_0 = 0.001060\text{ V}$
- ❖ La tension en charge : les valeurs efficaces de la tension en présence de la cible sont données dans le tableau IV- 6 :

La position du capteur (mm)	Valeur efficace de la tension (v)
$x_1 = 0$	$U = 0.014117$
$x_2 = 2$	$U = 0.016107$
$x_3 = 4$	$U = 0.002673$
$x_4 = 6$	$U = 0.002595$
$x_5 = 8$	$U = 0.007916$
$x_6 = 10$	$U = 0.018559$
$x_7 = 12$	$U = 0.016387$
$x_8 = 14$	$U = 0.016250$
$x_9 = 16$	$U = 0.021969$
$x_{10} = 18$	$U = 0.020868$

Tableau IV-6 : Valeurs efficaces de la tension et les différentes positions du capteur

Gth »-h

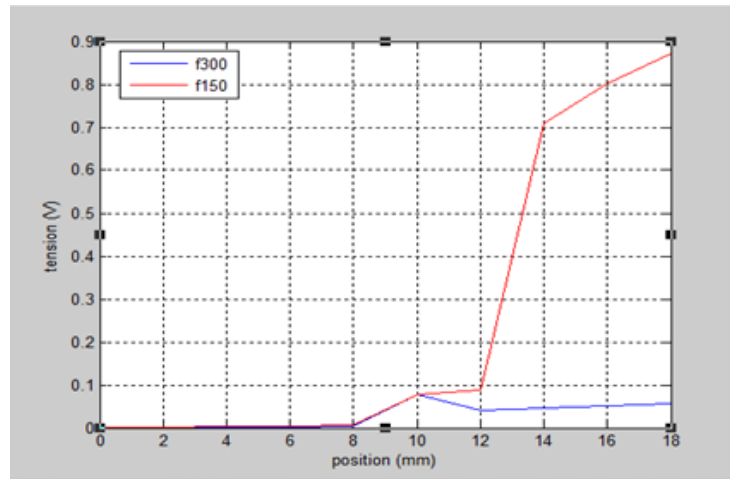


Figure IV-39 : Valeurs efficaces de la tension aux bornes du capteur en fonction du déplacement.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons testé notre code de calcul éléments finis pour différents paramètres influents la matrice de capteurs telle la fréquence d'alimentation, le lift off et la profondeur du défaut dans le cadre d'une modélisation 3D ou nous avons choisi un système matriciel de 5 capteurs dont les performances ont été comparées à celles d'un système mono capteur. Une modélisation 2D a été réalisée pour un système mono capteur ainsi que pour un multicapteurs .

La simulation 3D, a été effectuée pour améliorer les résultats de simulation 2D, ce qui nous a permis de mettre en évidence l'avantage de la précision, du gain de temps et de la qualité de la détection par l'utilisation d'un multicapteurs de Cinq bobines comparé à un scan effectué par un système mono capteur.

Par comparaison des calculs éléments finis 2D et 3D d'un système multicapteurs à ceux d'un mono capteur, le temps CPU d'une matrice de capteur est considérablement réduit pour une même qualité de résultats d'où l'intérêt de l'utilisation des systèmes matricielles qui s'avère très prometteuse.

Des essais expérimentaux ont été réalisés pour valider les résultats obtenus en simulation.

Conclusion générale

Conclusion générale

La technique évoquée lors de cette étude est celle du contrôle non destructif par courants de Foucault. Nous avons étudié un système mono capteur en vue de traiter des configurations matricielles.

Le travail accompli a concerné l'élaboration d'un programme éléments finis pour le calcul du potentiel vecteur magnétique, puis l'impédance a été déduite. Ce travail a été réalisé dans un premier temps dans le cas d'un système mono capteur fonctionnant en mode absolu, par la suite l'étude a été étendue au cas d'un système multicapteurs comportant sept capteurs absolus. La structure considérée dans ce cas est axisymétrique traitée en hypothèses bidimensionnelles.

L'effet des différents paramètres géométriques et électromagnétiques du défaut et de la pièce a été abordé dans les applications 2D et 3D pour la configuration mono capteur et multicapteurs. Un calcul d'impédance a été effectué dans les deux cas et jugé conforme aux résultats attendus.


De la variation des paramètres géométriques du défaut, nous avons constaté que l'impédance du système capteur-pièce est fortement liée aux dimensions du défaut et que l'amplitude de l'impédance en dépend.

Une modélisation par éléments finis 3D a été entreprise en exploitant le logiciel ANSYS. les résultats obtenus sont validés par confrontation aux résultats expérimentaux de Benchmark ECT-SG et ceux enregistrés par un LCR mètre et la concordance est jugée excellente.

Dans le but de réduire le temps de calcul nécessaire à la simulation du mouvement du capteur le long de la pièce pour la détection du défaut, une configuration matricielle de capteurs a été exploitée et simulée. Les résultats obtenus en termes de variation d'impédance vue par chacun des capteurs constituant les multicapteurs reflètent le comportement d'un seul capteur en mouvement. Ces systèmes multicapteurs sont d'une grande importance par le fait qu'ils permettent de parer à la simulation du mouvement du capteur, l'influence du défaut est évaluée simplement par un calcul d'une matrice de variation de l'impédance entre l'état sain et l'état avec défaut de la cible.

Comme perspective il serait intéressant d'aborder:

- Optimisation des dimensions des bobines par rapport à celles du défaut.
- Considération de différents types de défaut (Fissures, défauts débouchant).
- Utilisation des systèmes multicapteurs pour des formes non cartésiennes.



Références bibliographiques

Bibliographie

- [1] Choua.Yahia, « Application de la méthode des éléments finis pour la modélisation de configurations de contrôle non destructif par courants de Foucault », Thèse de Doctorat, Université Paris Sud11, Paris, France, Octobre2009.
- [2] C.RAVAT, P.-Y.JOUBERT, Y.LEBIHAN, C.MARCHAND, M.WOYTASIK, E.DUFOUR GERGAM, "Performances d'une sonde matricielle à micro bobines pour la détection par courants de Foucault de défauts débouchant de faibles dimensions", Journées COFREND, Toulouse, Mai 2008.
- [3] P.LORRAIN, DALE R.CORSON, F.LORRAIN, "Les phénomènes électromagnétiques ", DUNOD.
- [4] A.LAKHDARI , A.CHERIET , M.FELIACHI, « Modélisation 3D d'un capteur matriciel à courants de Foucault par la MVF», CGE'07, EMP, ALGERIE, 12-13 Avril, 2011.
- [5] F.GAUTHIER, "Les rails du métro sous le regard des courants de Foucault", Mesures physiques, Mesures.750, Décembre 2002.
- [6] A.LAKHDARI, A.CHERIET, M.FILIACHI, "Modélisation d'un capteur différentiel de CND-CF par la méthode des volumes finis", CEE'10, 6th International Conference Electrical Engineering, Batna, MAT97, N° 58, pp. 492-495, Octobre 2010.
- [8] Meziane.HAMEL, «Etude et réalisation d'un dispositif de détection de défauts par méthodes électromagnétiques » ; Mémoire de Magistère ; Université Mouloud Mammeri ; Tizi-Ouzou ; Algérie ; Octobre 2012.
- [9] S.Charif., « Modélisation électromagnétiques des Systems multi capteurs –pièces à défauts complexes pour le contrôle non destructif par courant de Foucault », mémoire de Magistère, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie, Novembre 2011.
- [10] Vincent.Thomas ; « Système multi-capteurs et traitement des signaux associés pour l'imagerie par courants de Foucault de pièces aéronautiques » ; Engineering Sciences ; Ecole normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, France ; 2010.
- [11] J. Dumont-fillon ; « Contrôle non destructif (CND) »Techniques de l'ingénieur ; R1400, Mesures mécaniques et dimensionnelles, 1996.
- [12] C.J.HELLIER, « Handbook of nondestructive evaluation », Edition McGraw Hill, p. 603, 2011.
- [13] L.OUKHELLOU, « Paramétrisation et classification de signaux en Contrôle non destructif. Application à la reconnaissance des défauts de rails par courants de Foucault », Thèse de Doctorat en science, Université Orsay, Paris XI, France, 04juillet1997.
- [14] A.ZAOUI, « Contribution à la modélisation du CND par matrice de capteurs à courants de Foucault », Thèse de Doctorat, Ecole Militaire Polytechniques, Alger, Algérie ; Octobre 2008.

- [15] C.KRINGE, T.WILLEMS “ Performance of water-washable, fluorescent penetrants on water-basis as compared to traditional water-washable, fluorescent penetrants on petroleum-basis”. In ECND 2006, Novembre 2006.
- [16] mag'mat, «Le contrôle non destructif, une vue d'ensemble des différentes techniques », Dossier Technique, N°20, Octobre - Décembre 2006.
- [17] W.SLIMANE, « Conception d'un Système Multicapteurs à Courants de Foucault pour le Contrôle Non Destructif (CND) », Mémoire de Magister, Université Elhadj lakhdar, Batna, Algérie, 14 Février 2008.
- [18] A.LATRECHE, « Etude du Contrôle Non Destructif par la Méthode de Galerkin sans Maillage », Mémoire de Magister, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 24 Juin 2009.
- [19] Y.LE DIRAISON, «Imagerie à courants de Foucault pour l'évaluation non-destructive de structures rivetées aéronautiques », Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure, Cachan, France, 27 novembre 2008.
- [20] M.S.SAFIZADEH, Z.LIU, C.MANDACHE, D.S.FORSYTH, A.FAHR, "Automated pulsed eddy current method for detection and classification of hidden corrosion", Proc. 5th international workshop, Advances in signal processing for non destructive evaluation of materials, Québec city, Canada, August, 2005.
- [21] T.BOUCALA, «Développement de méthodes rapides pour la résolution des problèmes directes dans les systèmes CND par Courants de Foucault », Thèse de Doctorat en science, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 20 Juin 2014.
- [22] N.BOUCHEROU, M.ZERGOUG, A.HAMMOUDA, G.KAMEL, H. BOUDJELAL, A. BOUTAGHANE&O. BOURDJAM, « Evaluation des matériaux conducteurs par courant de Foucault pulsé», 18ème Congrès Français de Mécanique, Grenoble, France, 27-31 août 2007.
- [23] H.MOHELLEBI, F.BOUALI , « Etude de la variation des paramètres géométriques d'un dispositif CND en régime pulsé » Colloque National sur l'Inductique 02, Université A. MIRA, Bejaïa, le 03 et le 04 Mai 2011.
- [24] Y.LEBIHAN, J.PAVO, C.MARCHAND, “Characterization of small cracks in eddy current testing ”, The European Physical Journal Applied Physics, Vol.43, 2008.
- [25] M.WANIN, «Evaluation non destructive », partie1 et partie 2, Techniques de l'ingénieur ; R4130 et R4121, 1996, pp (1-26 et 1-16).
- [26] M. Lacroix, " Essais non destructifs ", techniques de l'ingénieur M110 et M111, juillet 1996, pp (1-21 et 1-17).
- [27] A.ABDU, « Contrôle non destructif par courant de Foucault étude et réalisation d'un capteur inductif », Mémoire de Magister, Université Batna, septembre2006.
- [28] N.BENHADDDA, « Modélisation des capteurs inductifs à courant de Foucault », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, Septembre 2006.

- [29] G.M.JAVIER, G.G.JAIME, V.S.ERNESTO, « Non-destructive techniques based on eddy current testing », *Sensors Journal*, pp2525-2565, 2011.
- [30] R.LA, « Modélisation phénoménologiques des signaux courants de Foucault en vue de la caractérisation des défauts de tubes de générateurs de vapeur », Thèse de Doctorat, France, 1997.
- [31] B.MAUCHE, « Elaboration de modèles couplés basés sur la méthode des moments pour la modélisation de structure électromagnétiques, application à l'étude du CND par induction », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, 2007.
- [32] C.GILLES-PASCAUD, J.M.DECITRE, "Eddy current array probe for the control of small surface-breaking flaws", CEA / LIST, Saclay, 91191 Gif-sur-Yvette France, 29 JUILLET 2005.
- [33] A.ZAOUI, H.MENANA, M.FELIACHI, G.BERTHIAU; "Inverse Problem in Nondestructive Testing Using Arrayed Eddy Current Sensors", *Journal Sensors*, 8696-8704, September 2010.
- [34] A. Lamarre, "Ultrasonic phased-array and eddy current array as approved methods for aircraft maintenance", ATA conference, Olympus NDT, Fort Worth, Texas, 2006.
- [35] C.RAVAT, P-Y.JOUBERT, Y.LE BIHAN, C.MARCHAND, M.WOYTASIK, E.DUFOUR GERGAM, "Performances d'une sonde matricielle à micro bobines pour la détection par courants de Foucault de défauts débouchant de faibles dimensions", Journées COFREND, Toulouse, Mai 2008.
- [36] F.BOUALI, « Utilisation D'une Méthode Semi analytique Pour l'Etude du contrôle non destructif en régime pulsé », Mémoire de Magistère, Université de Tizi-Ouzou, Algérie, 2010.
- [37] J.Hwang, J.Lee, J.Jun, R.Wang, S. Choi, S.Hong, "Scan type magnetic camera images with a high spatial resolution for NDT obtained by using a linearly integrated hall sensors array", IEEE international workshop system and techniques, Krakow, Poland, 4 - 5 Mai 2007.
- [38] P.TRIWONG, « Modélisation numérique 3D des phénomènes couplés dans les procédés d'élaboration par induction : couplage faible et couplage fort », thèse de doctorat, Institut Polytechnique, Grenoble, France, Juillet 2008.
- [39] M'hamed.Rachek, « modélisation analytico-numérique d'inducteur axisymétriques alimentés en tension en moyenne fréquence », mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri, TiziOuzou, 08 Avril 2001.
- [40] M.Rimond.HAMIA, « Performances et apports des capteurs magnétiques à très haute sensibilité aux systèmes de Contrôle Non Destructif par Courant de Foucault ».Thèse de Doctorat ; Université de CAEN, Basse Normandie , 02 Novembre 2011.
- [41] M.IVANES, R.PERRET, " Eléments de génie électrique - Connaissances de bases et machines statiques", Edition Hermès, Paris, 1994.
- [42] J.W.LEQUIRE, , "Alternating current distribution between plana conductors" *Journal of applied physics*, volume 41, 1970.

- [43] W.E.DEEDS, C.V.DOD, "Analytical solutions to eddy current probe coil problem", Journal of applied physics, volume 39, 1968.
- [44] M.SALHI, « Modélisation électromagnétique des capteurs à fonction séparée dans les dispositifs axisymétriques du Contrôle Non destructif par courant de Foucault », Thèse de Magister, Université El hadj Lakhdar , Batna, Algérie, Juin 2008.
- [45] ZAIDI.H « Méthodologies pour la modélisation des couches fines et du déplacement en contrôle non destructif par courants de Foucault : application aux capteurs souples » , thèse de Doctorat, Université PARIS-SUD, 10 Décembre 2012.
- [46] B.MAOUCHE, 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 » J.Phys. III N°10, pp.1967-1973, Oct.1997.
- [47] S.ZERGUINI, « Elaboration de modèles électromagnétiques caractérisant le contrôle non destructif par courant de Foucault », Thèse de Doctorat, Université Constantine, Algérie.
- [48] P.Hammond, J.K.Skulsky, "Engineering electromagnetism physical process and computation", Oxford University Press, 1994.
- [49] PH .MASSE, "Analyse méthodologique de la modélisation numérique des équations de la physique des milieux continus à l'aide de la méthode des éléments finis. FLUX-Expert un système d'aide à la construction de logiciels", Thèse de Doctorat ès Science, INP de Grenoble, juin 1983.
- [50] M.R. MEKIDECHE, « contribution à la modélisation numérique des torches à plasma d'induction », Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, Janvier 1993.
- [51] D. EUVRARD, « Résolution numérique des équations aux dérivées partielles de la physique, de la mécanique et des sciences de l'ingénieur : Différences finies, éléments finis, problèmes en domaines non bornés », 3^{ème} édition Masson, Paris, 1994.
- [52] H.MOHELLEBI, notes de cours 1^{ère} PG, entraînements électriques, Université UMM Tizi_Ouzou, 2012/2013.
- [53] P. TRIWONG, « Modélisation numérique 3D des phénomènes couplés dans les procédés d'élaboration par induction : couplage faible et couplage fort », thèse de doctorat, Institut Polytechnique, Grenoble, France, Juillet 2008
- [54] G.Dhatt, G.Touzout, E.Lefrançois, « une présentation de la méthode des éléments finis », presses université Laval, 1981.
- [55] KEDADRA, notes de cours 1^{ère} PG, Ecole Militaire Polytechniques, Alger, 1999/2000.
- [56] CONSEIL. F « Simulation, conception et réalisation d'un commutateur en technologie microsysteme pour dispositifs logiques sécuritaire » Thèse de Doctorat, Université des sciences et technologie de Lille, France, 2003.
- [57] M.FELIACHI, « colloque sur l'inductif », cours, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie. 23 avril 2013.

- [58] R.Petit, « Ondes électromagnétiques », Masson, Paris, 1989.
- [59] E. BORIDY, « Electromagnétique : théorie et application », presses de l'Université de Québec, 1992.
- [60] G.FOURNET, "*Electromagnétisme* ", Traité génie électrique, Techniques de l'ingénieur ; R1020, 1993.
- [61] A.NAIT OUSLIMANE, « Etude en 3D de structure micro électromécanique (MEM) en régime dynamique », Thèse de Magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie, Novembre 2008.
- [62] E.DURAND, « Magnétostatique », Université de Paris –VI, 1969.
- [63] P.LORRAIN, D R. CORSON, F. LORRAIN, "Les phénomènes électromagnétiques ", Dunod.
- [64] S. SRAIRI, " Contribution à l'étude du contrôle non destructif des pièces Ferromagnétiques ", Stage de D.E.A, GE44, Sainte Nazaire, France, 05/09/2000.
- [65] M. BENSETTI, « Etude et modélisation de capteur destiné au CND par CF, mise en œuvre méthodes d'inversion », Thèse de Doctorat, Paris, 2004.
- [66] A. S. LE BIALLY, "capteurs à courants de Foucault", université de RENNES, 2004.
- [67] F. LEPOUTRE, " Principes généraux des capteurs ", Cour Capteurs, ,1999
- [68] G. MEUNIER « Modèles et formulations en électromagnétisme ». Hermès Science Publications, Paris 2002.
- [69] H. MOHELLEBI « Elaboration de modèles 2D analytico – numériques pour l'étude de systèmes électromagnétiques comportant des pièces en mouvement », Thèse de doctorat d'état. Université de Tiziouzu, Algerie 2001.
- [70] Z. LARABI « Modélisation 3D d'un dispositif MEMS : Application à une pompe sanguine », Mémoire de Magistère, Université Mouloud Mammeri, Tizi_Ouzou, 03Juillet 2013.
- Jean-Claude SABONNADIÈRE, Jean-Louis COULOMB « Calcul des champs électromagnétiques». Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique. D3020, 2003.
- [71] M.HAMEL, H. MOHELLEBI ; A.BOUHEDDA; S.H.OULD OUALI « 3D Finit Element Computation Applied to c_scan Of Fastner Coles in Air Craft Structures».Colloque sur l'Inductique, Jijel, 10-11 juin 2015.
- [72] C.ZORNI, «Contrôle Non Destructif par Courants de Foucault de Milieux Ferromagnétiques: de l'Expérience au modèle d'Interaction », Thèse de Doctorat, Université Paris Sud - Paris XI. 28 Février 2012.

Liste des figures

Liste des figures du chapitre I

Figure I-1: Bobines réelles.

Figure I-2: Critères de choix d'un capteur.

Figure I-3 : Bobine encerclant.

Figure I-4 : Bobine interne glissante avec noyau.

Figure I-5 : Bobine simple avec noyau.

Figure I-6: Bobine plate.

Figure I-7: Capteur interne tournant.

Figure I-8: Capteur à double fonction.

Figure I-9: Capteur à fonctions séparées.

Figure I-10: Mesure différentielle.

Figure I-11: Modèle compensé.

Figure I-12: Principe du ressuage.

Figure I-13: Principe du contrôle par thermographie stimulée.

Figure I-14 : principe de la radiographie.

Figure I-15: Chemin des courants de Foucault.

Figure I-16: Principe du Contrôle Non Destructif par courant de Foucault.

Figure I-17: Évolution de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.

Figure I-18: Synoptique générale d'un système CND.

Figure I-19: Appareillage utilisé pour les courants pulsés.

Figure I-20 : Exemple de matrice de capteur sur une pièce avec défaut.

Figure I-18: Substitution d'un balayage de 10 parcours avec un autre d'un seul parcours

Figure I-19: Sonde multiéléments à courants de Foucault.

Liste des figures du chapitre II

Figure II-20 : Organigramme de la méthode des circuits couplés.

Figure II-21 : Maillage de type différences finies.

Figure II-22 : Éléments finis de référence à une dimension.

Figure II-23 : Éléments finis de référence à deux dimensions (éléments triangulaires).

Figure II-5 : Éléments finis de référence à deux dimensions (éléments carrés).

Figure II-6: Éléments finis de référence à trois dimensions.

Figure II-7: Triangle de Pascal.

Figure II-8 : Etapes de la mise en œuvre de la méthode des éléments finis.

Liste des figures du chapitre III

Figure III-1: Problème CND par courant de Foucault.

Figure III-24: Interface entre deux milieux différents.

Figure III-25: spire d'une bobine.

Liste des figures du chapitre IV

Figure IV-1 : Description du problème.

Figure IV-2 : Organigramme de calcul par éléments finis.

Figure IV-3: Géométrie du domaine d'étude (un seul capteur).

Figure IV-4: Maillage du domaine.

Figure IV-5: Topologie des lignes du potentiel vecteur magnétique A.

Figure IV- 6 : Allure du potentiel vecteur magnétique

Figure IV-7: Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur.

Figure IV-8 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes fréquences d'excitation.

Figure IV-9 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes valeurs du lift off.

Figure IV-10 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes valeurs de la profondeur du défaut.

Figure IV-11 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes conductivités électriques (matériaux conducteurs).

Figure IV- 12: Effet de la conductivité électrique sur l'impédance du capteur.

Figure IV-13 : Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes valeurs de la longueur du défaut.

Figure IV- 14: Plan d'impédance normalisée.

Figure IV-15 : Maillage du domaine d'étude (multicapteurs).

Figure IV-16 : Géométrie du domaine d'étude.

Figure IV-17 : Topologie des lignes du potentiel vecteur magnétique A.

Figure IV-18 : Variation de l'impédance en fonction de la position des bobines du multicapteurs.

Figure IV-19: Variation de l'impédance en fonction de la position des capteurs pour différentes fréquences d'excitation.

Figure IV- 20: Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes distances entre capteurs.

Figure IV-21: Organisation des Solveurs de Maxwell.

Figure 22 : Dispositif modélisé (un capteur)

Figure 23: Dispositif modélisé (05 capteurs).

Figure IV-24: Variation absolue de l'impédance d'un capteur en fonction de sa position.

Figure IV-25 : Variation de l'impédance en fonction du déplacement du capteur pour différentes fréquences.

Figure IV-26: Variation de l'impédance en fonction du déplacement du capteur pour différentes valeurs de la profondeur du défaut.

Figure IV-27 : Allure de la variation de l'impédance en fonction du déplacement du capteur pour différents lift off.

Figure IV-28 : Résultats de calcul par EF3D comparés aux résultats expérimentaux pour $f=50\text{kHz}$.

Figure IV-29: Résultats de calcul par EF 3D comparés aux résultats expérimentaux pour $f=100\text{kHz}$.

Figure IV-30 : Résultats de calcul par EF 3D comparés aux résultats expérimentaux pour $f=150\text{kHz}$.

figure IV-31: Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes profondeur de la fissure.

Figure IV-32 : Résultats de calcul par EF comparés aux résultats expérimentaux de BanchmarECT-SG.

Figure IV-33: Variation de l'impédance en fonction de la position des bobines.

Figure IV-34: Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur (mono capteur, multicapteurs)

Figure IV-35: Le capteur réalisé.

Figure IV-36: Plaque en cuivre avec défaut utilisée dans les essais.

Figure IV-37: Le système expérimental du scan horizontal

Figure IV-38 : Valeurs efficaces de la tension aux bornes du capteur en fonction du déplacement.

Figure IV-39 : Valeurs efficaces de la tension aux bornes du capteur en fonction du déplacement.

Liste des tableaux

Liste des tableaux du chapitre I

Tableau I -1: Conductivité électrique et perméabilité magnétique théoriques de matériaux à contrôler dans l'industrie.

Tableau I-2: Comparaison des techniques utilisées dans le CND.

Liste des tableaux du chapitre IV

Tableau IV- 1: Paramètres du système modélisé.

Tableau IV- 2 : Comparaison des résultats

Tableau IV-3 : Tension aux bornes du capteur en fonction de la position $f=150\text{Khz}$ (essai^o1).

Tableau IV-4 : Tension aux bornes du capteur en fonction de la position $f=300\text{Khz}$ (essai N^o1).

Tableau IV- 5: Tension aux bornes du capteur en fonction de la position $f=150\text{Khz}$ (essai N^o2).

Tableau IV- 6: Tension aux bornes du capteur en fonction de la position $f=300\text{Khz}$ (essai N^o2).

Ce mémoire est consacré à l'étude et la réalisation d'une matrice de capteurs destinée au diagnostic des matériaux conducteurs en exploitant le phénomène des courants de Foucault. C'est un travail qui relève du domaine du Contrôle Non destructif (CND) par courants de Foucault (CF) dans ses aspects : expérimental et de modélisation. Il a pour but l'élaboration d'une stratégie d'évaluation et de mise au point d'outils logiciels et matériels permettant une meilleure analyse des signaux provenant d'un système multicapteurs à courants de Foucault en vue de la caractérisation des fissures présentes dans des pièces de matériaux conducteurs. Notre contribution consiste à proposer une méthodologie de calcul précise en magnétodynamique des systèmes de Contrôle Non Destructif par Courant de Foucault et à établir des expressions de l'impédance explicitant les caractéristiques du dispositif. Des modèles en 2D et 3D éléments finis de la formulation magnétodynamique en potentiels vecteur magnétique et scalaire électrique déduite des équations de Maxwell sont développés pour la modélisation du système (matériau+fissure+bobines).

Avant de passer à la modélisation, nous avons à travers une recherche bibliographique donné un aperçu sur les diverses techniques du CND en mettant l'accent sur la technique exploitant les courants de Foucault que ce soit du point de vue physique, technologique ou modélisation. Pour le contrôle et l'évaluation non destructive des caractéristiques électromagnétiques et géométriques d'un matériau conducteur de forme cylindrique étudié en coordonnées artésiennes nous avons exploité le modèle général de Maxwell dans la modélisation des Courants de Foucault par le calcul de l'impédance qui en découle. Les méthodes analytiques sont souvent inefficaces pour la modélisation des structures CND par CF ce qui fait appel à des méthodes numériques notamment l'incontournable méthode des éléments finis pour sa prise en compte des géométries complexes des pièces et des bobines. L'application concerne la réalisation de bobines constituant le multicapteurs et la simulation est effectuée en plaçant ces bobines en série formant une matrice de capteurs sur une plaque conductrice axisymétrique en cuivre de forme cylindrique étudiée en coordonnées cartésiennes et qui comporte une fissure portée sur l'axe OZ. Les paramètres géométriques et physiques qui influencent sur l'impédance du capteur ont été variés et les différents résultats relevés ont été comparés aux résultats fournis en littératures et ceux obtenus par voie expérimentale.

Mots clés : Contrôle Non Destructif, Courant de Foucault, Matrice de capteurs.