

Université Mohamed Khider – Biskra

Faculté des Sciences et de la technologie

Département : Génie électrique

Ref : .....



جامعة محمد خيضر بسكرة

كلية العلوم و التكنولوجيا

قسم: الهندسة الكهربائية

المرجع: .....

Thèse présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme de  
**Doctorat LMD en : Génie électrique**

**Spécialité (Option) : Commande des systèmes énergétiques**

**Réalisation D'un Banc D'essais Pour L'inversion Des Signaux  
En Contrôle Non Destructif Par Courants De Foucault**

Présentée par :

**El Ghoul Islam Nacereddine**

Soutenue publiquement le .....

**Devant le jury composé de :**

Salah Eddine Zouzou	Professeur	Président	Université de Biskra
Ahmed Cheriet	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Samir Bensaid	Maitre de Conférences A	Co-Rapporteur	Université de Bouira
Souri Mohamed Mimoune	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Abd Elghani Ayad	Maitre de Conférences A	Examineur	Université de Sidi Bel Abbes

*A la mémoire de mon père*

*A ma chère mère*

*A mes frères Bilal et Hamza et mes sœurs,*

*A toute ma grande famille*

*A mes amis*

*A tous ce qui me connais.*

## **Remerciement**

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein des laboratoires de Génie Electrique (LGEB), de l'Université de Biskra.

Tout d'abord je tiens à remercier Monsieur **Salah Eddine Zouzou**, Professeur à l'université de Biskra et directeur du laboratoire (LGEB) pour la confiance qu'il m'a fait en m'accueillant comme doctorant au sein du laboratoire (LGEB).

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse, Monsieur **Ahmed Cheriet**, Professeur à l'Université de Biskra, Sans sa confiance, sa générosité, et sa patience, cette thèse n'aurait pu voir le jour. Ses qualités scientifiques exceptionnelles associées à ses qualités humaines aussi merveilleuses m'ont aidé à surmonter les moments les plus délicats de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et ma profonde gratitude envers mon co-directeur de thèse, Monsieur **Samir Bensaid**, Maitre de conférence 'A' à l'Université de Bouira de m'avoir prodigué d'utiles suggestions tout au long de ce travail et pour ses conseils avisés sur la façon de mener mon travail doctoral, pour son soutien dans les périodes difficiles et pour son optimisme et son enthousiasme constants. Travailler avec lui a été une grande satisfaction. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude et ma grande estime. Un grand merci pour Monsieur **Bensaid** ainsi qu'à sa merveilleuse famille.

Je tiens à remercier Monsieur **Salah Eddine ZOUZOU**, Professeur à l'Université de Biskra, et directeur du laboratoire (LGEB), pour la confiance qu'il m'a accordée au sein du laboratoire LGEB ainsi ses aides si précieuses. Aussi, je tiens à vous remercier pour m'a fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Je tiens à remercier Monsieur **Mohamed Sourî Mimoun**, Professeur à l'Université de Biskra, pour ses encouragements et ses aides si précieuses. Aussi, je tiens à vous remercier pour m'a fait l'honneur d'accepter d'examiner et d'évaluer mon travail.

J'exprime ma plus sincère reconnaissance à Monsieur **Abd Elghani Ayad**, Maitre de conférences à l'Université de Sidi Bel Abbes, qui m'a fait l'honneur d'accepter d'examiner et d'évaluer mon travail.

J'exprime ma plus sincère reconnaissance à Madame **Saadi Mariem**, ingénieurs dans le laboratoire de recherche (LGEB), *et à Hamza Adb Ellatif, Lazher*, ingénieurs dans les laboratoires pédagogiques à l'Université de Biskra pour son aide.

Je ne saurai terminer mes remerciements sans une pensée pour ma famille. Je m'adresse tout particulièrement à ma **chère mère** qui a toujours cru en moi et qui m'a apporté son aide et son réconfort pendant toutes ces années de thèse, mes frères et mes sœurs pour leur exprimer ma profonde reconnaissance pour leur soutien.

## Table des matières

<b>Introduction générale</b>	1
<b><i>Chapitre I: Généralités sur le contrôle non destructif</i></b>	
I. 1. Introduction	4
I. 2. Les différentes méthodes de contrôle non destructif	4
I. 2. 1. L'examen visuel	4
I. 2. 2. Le ressuage	5
I. 2. 3. Les ultrasonores	6
I. 2. 4. Radiographie	8
I. 2. 5. Magnétoscopie	10
I. 2. 6. Thermo-inductive	11
I. 3. La méthode des courants de Foucault	12
I. 3. 1. Génération des courants de Foucault	13
I. 3. 2. Capteurs à courant de Foucault	14
I. 3. 3. Profondeur de pénétration conventionnelle des courants de Foucault	16
I. 3. 4. Signaux d'excitation et d'exploitation	17
I. 3. 5. Plan d'impédance	18
I. 3. 5. 1 Méthode 1 : par la loi de Faraday et le théorème de Stokes	18
I. 3. 5. 2 Méthode 2 : par calcul de l'énergie magnétique emmagasinée et les pertes Joule	19
I. 4. Caractérisation électromagnétique	21
I. 4. 1. La perméabilité magnétique	21
I. 4. 2. La conductivité électrique	23
I. 4. 2. 1. Méthode volt-ampérométrique	23
I. 4. 2. 2. Evaluation de la conductivité électrique par inversion	25
I. 5. Conclusion	26
<b><i>Chapitre II : Modélisation du problème électromagnétique</i></b>	
II. 1. Introduction	27
II. 2. Modélisation d'un dispositif en CND-CF	27
II. 2. 1. Equations de Maxwell	29
II. 2. 2. Lois constitutives	29
II. 2. 3. Conditions aux limites et de continuité	30
II. 2. 4. Hypothèses simplificatrices	31
II. 3. Formulations du problème magnétodynamique	31

## Table des matières

II. 3. 1. Formulation générale en potentiels $\vec{A}$ - $V$	31
II. 3. 2. Formulation 2D-Cartésien en potentiel $A$	33
II. 3. 3. Formulation axisymétrique	34
II. 4. Mise en œuvre de la MVF	35
II. 4. 1. MVF avec maillage rectangulaire	36
II. 4. 1. 1. Modèle 2D-cartésien	36
II. 4. 1. 2. Modèle axisymétrique	40
II. 4. 2. MVF avec maillage triangulaire	41
II. 4. 2. 1. Modèle 2D-cartésien	41
II. 4. 2. 2. Modèle axisymétrique	44
II. 5. Méthodes de résolution des systèmes d'équations algébriques	44
II. 6. Conclusion	46

## **Chapitre III : Expérimentation**

III. 1. Introduction	47
III. 2. Mesure de la perméabilité magnétique	47
III.3. Mesure de la conductivité électrique	52
III.3.1. Méthode de quatre pointes	52
III.3.2. Méthode basée sur les courants de Foucault	55
III.4. Mesure de l'épaisseur d'une plaque en Aluminium	57
III.4.1. Procédure de mesure	57
III.4.2. Résultats	60
III.5. Mesure de l'épaisseur d'une couche d'Aluminium dans un matériau multicouche	63
III.5.1. Modélisation du problème	65
III.5.2. Etude de la sensibilité du capteur	67
III.5.3. Etude de la linéarité du capteur	68
III.5.4. Mesure expérimentale	71
III.6. Conclusion	74
<b>Conclusion générale</b>	<b>75</b>
<b>Références bibliographiques</b>	<b>76</b>

## Liste des figures

Fig. I. 1. Les étapes de la méthode de ressuage	5
Fig. I. 2. Théorie de l'opération Impact-Echo	6
Fig. I. 3. Appareillage de contrôle par ultrason	7
Fig. I. 4. Source de rayonnement: négatoscope	9
Fig. I. 5. Schéma de principe du contrôle par radiographie	9
Fig. I. 6. Appareil de contrôle par magnétoscopie	10
Fig. I. 7. Procédé à flux de fuite magnétique	11
Fig. I. 8. Contrôle par thermo-inductive	12
Fig. I. 9. Procédé à Courants de Foucault	14
Fig. I. 10. Classification des sondes selon la méthode d'auscultation	15
Fig. I. 11. Différentes géométries de circuit magnétique	15
Fig. I. 12. Exemple de montage de sonde à courants de Foucault	16
Fig. I. 13. Influence de la perméabilité, de la conductivité et du lift-off sur le diagramme d'impédance normalisé pour différentes fréquences d'excitation	21
Fig. I.14. Courbe de première aimantation d'un matériau ferromagnétique	22
Fig. I. 15. Méthode de mesure à deux pointes	23
Fig. I. 16. Méthode de mesure à quatre pointes	24
Fig. I. 17. Evaluation de la conductivité électrique par inversion	25
Fig. II. 1. Dispositif de CND-CF	28
Fig. II. 2. Description du domaine d'étude	28
Fig. II. 3. Système 2D alimenté suivant la direction $z$	33
Fig. II.4. Système axisymétrique alimenté suivant la direction $\varphi$	34
Fig. II.5. Maillage rectangulaire du domaine d'étude	37
Fig. II.6. Description d'un volume fini.	37
Fig. II.7. Approximation linéaire du potentiel à travers la facette $e$ .	38
Fig. II.8. Maillage en volumes finis triangulaires du domaine d'étude	42
Fig. II. 9. Description d'un volume fini triangulaire en coordonnées cartésiennes	42
Fig. III.1. Tore en acier à caractériser, dimensions en mm	48
Fig. III. 2. Banc d'essais pour la mesure de la perméabilité magnétique.	49
Fig. III. 3. Schéma correspondant du montage du banc d'essais.	49
Fig. III. 4. Organigramme du programme Labview : mesure de la perméabilité magnétique	50
Fig. III. 5. Interface du programme Labview : mesure de la perméabilité magnétique.	51
Fig. III. 6. Caractéristiques $B(H)$ de l'acier pour différentes fréquences, $i_1=5\text{mA}$	51
Fig. III. 7. Mesure expérimentale de la conductivité électrique par quatre pointes	53
Fig. III. 8. Changement de la position des électrodes dans la méthode quatre pointes	53

## Listes des figures

Fig. III. 9. Mesure de la conductivité électrique par courants de Foucault	55
Fig. III. 10. Dimensions géométriques du dispositif	55
Fig. III. 11. Evolution de la conductivité électrique en fonction des itérations	56
Fig. III. 12. Evolution de la fonction objectif en fonction des itérations	56
Fig. III. 13. Description du système de mesure de l'épaisseur	58
Fig. III. 14. Organigramme du programme Labview : mesure d'épaisseur	58
Fig. III. 15. Sous programme B : étalonnage du RLC-mètre	59
Fig. III. 16. Interface du programme Labview : mesure de l'épaisseur	60
Fig. III. 17. Echantillons utilisés dans la mesure	61
Fig. III. 18. Réactance du capteur en fonction de l'épaisseur de la plaque	62
Fig. III. 19. Résistance du capteur en fonction de l'épaisseur de la plaque	62
Fig. III. 20. Points de mesure dans le plan d'impédance	63
Fig. III. 21. Distribution des points de mesure dans le plan d'impédance	64
Fig. III. 22. Description du problème : mesure d'une couche d'Aluminium	65
Fig. III. 23. Résistance normalisée pour différentes épaisseurs de la couche d'Aluminium	66
Fig. III. 24. Réactance normalisée pour différentes épaisseurs de la couche d'Aluminium	66
Fig. III. 25. Sensibilité du capteur vis-à-vis la résistance	67
Fig. III. 26. Sensibilité du capteur vis-à-vis la réactance	68
Fig. III. 27. Caractéristiques de la réactance normalisée obtenues par interpolation linéaire	69
Fig. III. 28. Comparaison entre les caractéristiques obtenues par modèles analytique et linéaire	70
Fig. III. 29. Indicateurs de linéarité pour les différentes caractéristiques de la réactance	70
Fig. III. 30. Système de mesure d'une couche d'Aluminium dans un matériau multicouche	71
Fig. III. 31. Organigramme Labview de l'équation (III.11)	72
Fig. III. 32. Interface de l'application Labview : mesure de l'épaisseur d'une couche d'Aluminium	73
Fig. III. 33. Erreur relative de mesure	74

## Liste des tableaux

Tab.III.1. Evolution de la perméabilité magnétique relative en fonction de la fréquence	52
Tab.III.2. Résultats expérimentaux obtenus par la méthode quatre pointes	54
Tab.III.3. Résultats expérimentaux obtenus par un instrument pour quatre pointes	54
Tab.III. 4. Conductivité électrique obtenue par différentes méthodes	57
Tab.III.5. Dimensions, en mm, du capteur et des plaques	61
Tab.III.6. Propriétés physiques et géométriques de l'échantillon	65
Tab.III. 7. Résultats de mesure de l'épaisseur de la couche d'Aluminium	73

# Introduction générale

Dans le secteur industriel, la défaillance des pièces mécaniques peut entraîner des conséquences plus ou moins graves. L'évaluation non destructive (END) qui vise à contrôler sans endommager les pièces en question, représente une phase importante dans la maintenance et la surveillance des installations industrielles afin d'éviter les dégâts qui peuvent avoir lieu suite à une défaillance dans l'installation. De ce fait, l'END est devenue une nécessité industrielle, par exemple, dans les domaines aéronautique et nucléaire, les conséquences d'une défaillance s'expriment souvent en termes de sécurité des personnes ou environnementaux. Par exemple dans un réacteur nucléaire, la gaine du combustible constitue un élément déterminant pour la sûreté de l'installation. En effet, la plupart des incidents dans de telle installation sont dus à la fissuration et à la rupture de ces gaines [HUR 06, HUR 10, HEL 06, HEL 12, ZAI 12, ZOR 12]. L'enjeu ici, est aussi de caractère économique : la rapidité et la fiabilité de la technique d'évaluation employée sont capitales afin de réduire le coût de maintenance et optimiser la durée de vie des installations en question.

Pour une installation donnée, la recherche de défauts peut être opérée soit lors de la fabrication des pièces relatives à cette installation, soit lors de la maintenance périodique de l'installation. Dans le premier cas, il s'agit généralement de détecter les problèmes et de trier les pièces défectueuses en vue de leur élimination ou leur adaptation. Dans le second cas, il est souvent nécessaire de préciser la nature et les dimensions des défauts, dans le but de déterminer si la pièce peut être remise en service ou non. Dans les deux cas, l'inspection doit être fiable et relativement rapide avec un coût aussi faible que possible [HEL 12, HAM 11].

Les techniques utilisées en END sont diverses ; le ressuage, les ultrasons, les courants de Foucault, les rayons X ou Gamma, la thermographie,...etc. Elles dépendent des paramètres physiques et géométriques de la pièce à contrôler. La technique des courants de Foucault (CF) est largement utilisée dans le domaine de l'END. Elle est très présente dans le domaine de l'aéronautique [HEL 12]. En effet, l'évaluation non destructive par courants de Foucault (END-CF) est une technique très sensible pour les défauts de nature géométrique, les fissures et également pour déceler la corrosion. En plus, elle est robuste et moins coûteuse par rapport à d'autres méthodes.

La conception, le développement et l'optimisation des procédés de l'END-CF sont devenues possibles grâce à la modélisation numérique des systèmes électromagnétiques. Cette modélisation permet aussi d'aider à la compréhension des phénomènes électriques et magnétiques mis en jeu. Plusieurs travaux de recherche se sont intéressés à la modélisation et à la simulation de l'END-CF. Sachant que cette modélisation est souvent associée à un problème dit 'd'inversion' qui a pour but de caractériser ou identifier soit les propriétés physiques ou géométriques de la pièce en question dont le défaut (fissure) fait partie d'une part, ou d'optimiser le procédé d'inspection [ADL 01, HUA 04, THE 10, CHE 07, HEL12, BEN06]. Alors, en plus qu'elle est dédiée à la détection des défauts, l'END-CF a pris une grande place également pour la :

- ✓ Mesure des dimensions géométriques des pièces (épaisseur,...etc.),
- ✓ Caractérisation électromagnétiques des matériaux (conductivité électrique,...etc.).

En effet, se sont ces deux derniers points qui font l'objet principal de cette thèse.

La présente thèse est divisée en trois chapitres. Le premier chapitre présente les notions de base nécessaires à l'étude de différentes méthodes du contrôle non destructif (CND) utilisées dans le domaine industriel, aussi les différents types des capteurs utilisés dans le CND par courants de Foucault. Une illustration sur la génération des courants de Foucault dans un matériau conducteur placé au voisinage d'un capteur inductif excité par courant alternatif sera présentée. Aussi sont rappelées les méthodes de caractérisation électromagnétique des matériaux, il s'agit de la détermination de la perméabilité magnétique et de la conductivité électrique.

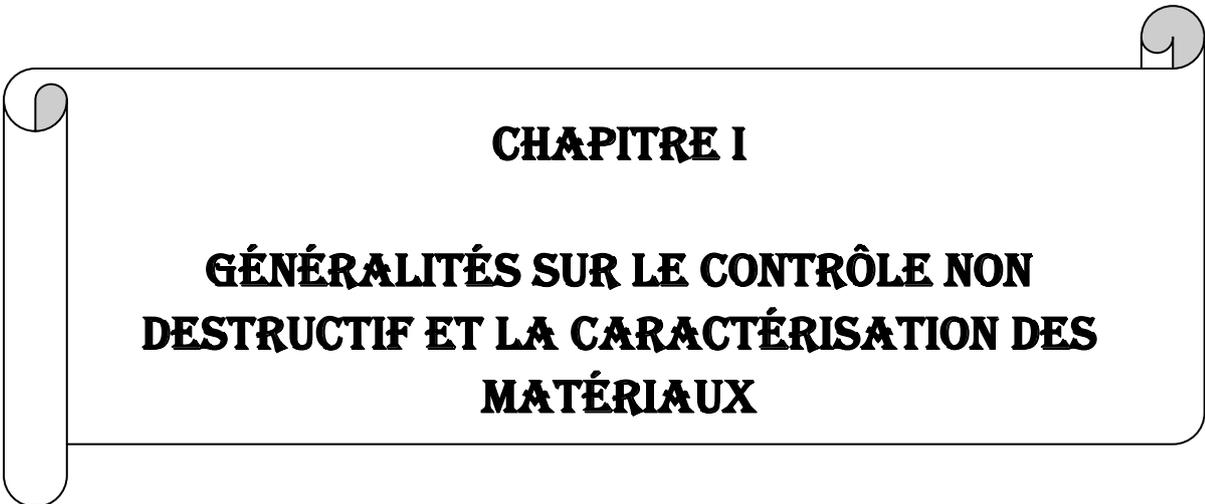
Le deuxième chapitre rapporte les principales formulations mathématiques qui permettent de modéliser les phénomènes électromagnétiques dans un procédé de contrôle non destructif par courant de Foucault. Ce chapitre traite les formulations en question dans le cas 2D cartésien et le cas axisymétrique dont la méthode des volumes finis (MVF) a été utilisée comme méthode de discrétisation. Le solveur MVF ainsi développé a été associé à deux types de maillage ; le maillage rectangulaire et le maillage triangulaire.

Le troisième chapitre concerne la réalisation pratique d'un banc d'essais, dédié aux mesures expérimentales suivantes :

- ✓ Perméabilité magnétique d'une plaque d'Acier XC42,

- ✓ Conductivité électrique du même matériau,
- ✓ Epaisseur des plaques en Aluminium,
- ✓ Epaisseur d'une couche Aluminium placée sur l'acier (revêtement).

La mesure et le contrôle de l'épaisseur d'une couche Aluminium est une tâche très importante afin de maintenir l'efficacité de ce type de revêtement, surtout si le domaine d'utilisation de ces pièces est sensible telle que l'aéronautique. Dans ce chapitre, les méthodes de mesure expérimentale utilisées sont basées sur les courants de Foucault. Pour arriver à cette fin, il est alors indispensable de déterminer la perméabilité magnétique et la conductivité électrique des matériaux mis en jeux.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and a horizontal strip at the top, both with rounded ends and a slight shadow effect.

## **CHAPITRE I**

# **GÉNÉRALITÉS SUR LE CONTRÔLE NON DESTRUCTIF ET LA CARACTÉRISATION DES MATÉRIAUX**

## **I. 1. Introduction**

On définit usuellement le Contrôle Non Destructif (CND) ou l'Evaluation Non Destructive (END) comme étant un moyen de mise en évidence des anomalies ou défauts (fissures, discontinuités de matière, fatigue, usure,...etc.) 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, sans porter atteinte à l'état globale du produit. D'où l'importance majeur du CND dans le contrôle de la qualité des produits et dans la gestion des risques, assurant ainsi la sécurité des personnes et des biens. Il existe plusieurs méthodes de CND, quoique la méthode utilisant les courants de Foucault (CND-CF) est très attractive comparée aux autres méthodes. Celle-ci est appliquée uniquement sur les produits constitués de matériaux conducteurs électriques. Dans ce chapitre, nous présentons, d'une manière non exhaustive, les différentes méthodes de contrôle non destructif et particulièrement celle utilisant les courants de Foucault. Nous présenterons également quelques méthodes de caractérisation électromagnétique, il s'agit de la mesure de la perméabilité magnétique et la conductivité électrique d'un matériau. En effet, la connaissance de ces deux derniers paramètres est primordiale pour une étude détaillée d'un système de CND-CF.

## **I. 2. Les différentes méthodes de contrôle non destructif**

Les techniques de CND utilisées sont diverses. Le choix d'une méthode dépend de :

- ✓ la pièce à contrôler (nature du matériau, forme,...).
- ✓ le type de contrôle à effectuer (détection de défauts, mesure d'épaisseur,...).
- ✓ les conditions dans lesquelles le contrôle doit être effectué.

### **I. 2. 1. L'examen visuel**

Le contrôle visuel est le premier contrôle direct des produits que l'on peut effectuer sans utilisation d'outillages spécifiques. Toutefois l'observation visuelle d'un objet permet de guider le contrôleur dans le choix et la mise en œuvre des autres techniques de contrôle (par exemple, choix de l'angle de tir en radiographie, direction de magnétisation...) et c'est souvent par l'examen d'un cliché ou d'une image 2D que se fait l'interprétation finale des résultats d'un contrôle. L'inspection visuelle directe des pièces peut se révéler un contrôle suffisant pour la détection des défauts débouchant en surface et surtout des hétérogénéités locales et superficielles du type taches, rayures, pailles...

Néanmoins, l'examen visuel présente des limitations de différentes natures liées aux caractéristiques de l'œil lui-même.

### I. 2. 2. Le ressuage

La méthode « huile et poussière de craie », autrefois utilisée par les industries ferroviaires dans les années 1920. Le contrôle par liquide de pénétration (ressuage) a été revêcu en 1941 par Robert et Joseph Switzer. Le ressuage est un moyen de contrôle basé sur la capillarité qui permet de détecter les défauts superficiels (débouchant plus précisément), il consiste à appliquer un pénétrant coloré qui s'introduit dans les défauts, suivi du révélateur qui facilitera l'observation.

**Les étapes**(Fig. I. 1) :

- ✓ Nettoyage, à l'aide d'un chiffon,
- ✓ Application d'un produit coloré qui pénètre dans le défaut par capillarité,
- ✓ Elimination de l'excès : c'est une étape extrêmement délicate qui consiste à se débarrasser de l'excès de pénétrant. Il faudra prendre des précautions lors du rinçage,
- ✓ Application d'un révélateur (constitué d'une poudre blanche très fine qu'on pulvérise sur la surface de l'échantillon) à travers lequel le pénétrant diffuse et on observe les différentes taches résultantes sous un éclairage adapté.

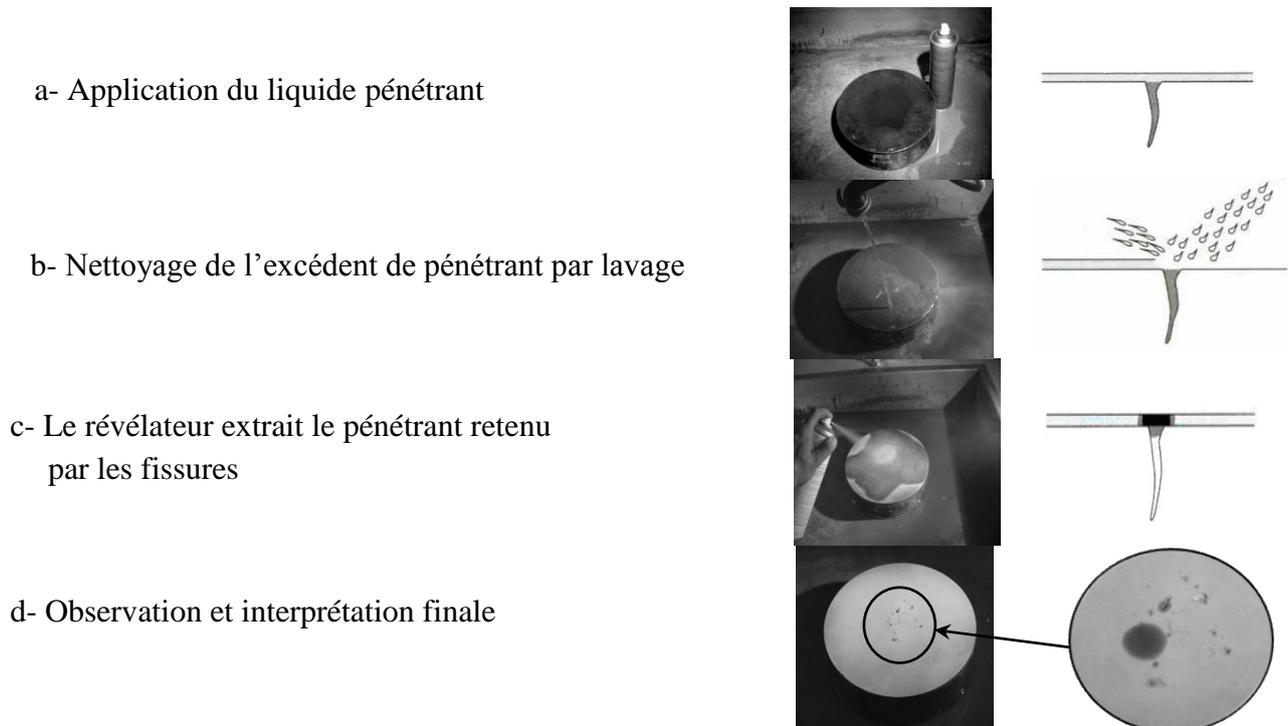


Fig. I. 1. Les étapes de la méthode de ressuage.

**Les avantages :**

- ✓ Mise en œuvre est relativement simple.
- ✓ Prix modique dans une application manuelle.
- ✓ Localisation précise des défauts et appréciation de leurs longueurs.
- ✓ Possibilité d'automatisation.

**Les inconvénients :**

- ✓ Interprétation délicate.
- ✓ Pas d'appréciation des défauts en profondeur.
- ✓ Pas de détection de défauts internes.
- ✓ Non utilisable dans les matériaux poreux.

**I. 2. 3. Les ultrasons**

Le principe fondamental du contrôle non destructif par ultrasons réside dans l'analyse de l'influence des défauts, de type localisés ou inhomogénéités, sur la propagation des ondes vibratoires dans le matériau : réflexion, réfraction et diffraction sur les interfaces, atténuation dans la matrice liée aux phénomènes d'absorption et de diffusion [HOL 98, MAI 04]. La vitesse de propagation est variable selon les directions. Une bonne connaissance des phénomènes liés à la propagation des ultrasons est donc une base indispensable à la pratique de ce type de contrôle alors on déduit que l'ultrason est basé sur la transmission, la réflexion, et l'absorption d'une onde ultrasonore, qui se propage dans la pièce à contrôler (Fig. I. 2).

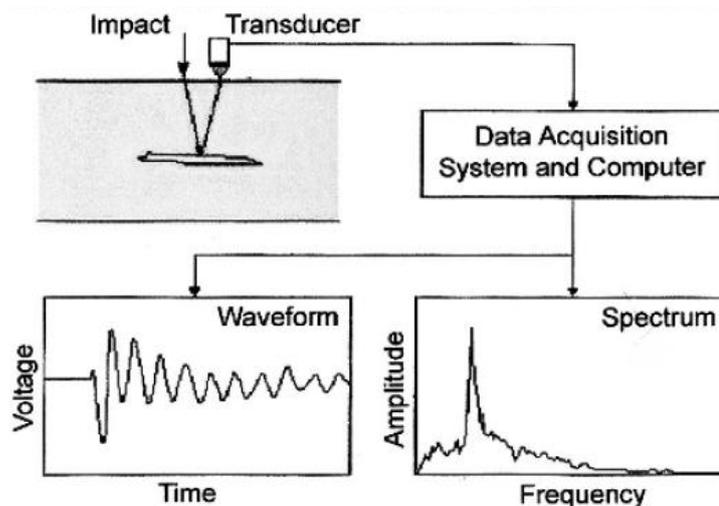


Fig. I. 2. Théorie de l'opération Impact-Echo.

La figure (Fig. I. 3) illustre l'appareil d'analyse par ultrasons; les ondes émises et réfléchies donnent des informations sur la présence ou non de défauts et sur leurs nature.



Fig. I. 3. Appareillage de contrôle par ultrason.

**Le principe :**

La vibration mécanique engendrée par l'élément piézoélectrique du transducteur se propage dans la section de la pièce en se réfléchissant sur les faces. Une partie du faisceau acoustique est interceptée par le défaut et renvoie vers le transducteur qui convertit la vibration en signal électrique. L'œil observe sur l'écran de visualisation un écho caractéristique qui apparaît à une distance donnée sur la base de temps.

**Les avantages :**

- ✓ Détection précise des défauts dans le volume de la pièce.
- ✓ Grande sensibilité surtout pour les défauts plans correctement orientés.
- ✓ Souplesse d'utilisation (utilisation sur chantier aussi bien qu'en contrôle automatisé).

**Les inconvénients :**

- ✓ Interprétation délicate des défauts et de leurs dimensions, nécessitant un personnel qualifié.
- ✓ Un milieu de couplage est nécessaire entre le palpeur et la pièce, afin d'assurer une bonne propagation des ondes.
- ✓ Sensibilité fortement fonction de l'orientation du défaut vis-à-vis de la direction principale du faisceau incident.
- ✓ Mise en œuvre difficile sur certains matériaux (fonte par exemple).

### I. 2. 4. Radiographie

C'est une technique fréquemment utilisée pour le contrôle des soudures, bien qu'elle fait appel à des équipements des plus complexes. Ce procédé permet la visualisation directe du défaut, il fournit éventuellement une documentation directe de l'enregistrement qui reste annexé au compte rendu de l'analyse de l'échantillon [AUL10, CRU 15, LUB 15]. La méthode se base sur un principe similaire à celui de la médecine [HAM 13, MAR 11] (radiologie) pour photographier l'intérieur des corps opaques. Lorsqu'un corps est bombardé par des rayons radioactifs (rayons X ou rayons  $\gamma$ ), ces derniers le traverse en conservant une certaine énergie pour impressionner sur une plaque photographique (le film) placée derrière la pièce. Les rayons X ou  $\gamma$  utilisés sont des radiations électromagnétiques analogues aux rayons lumineux mais avec une longueur d'onde réduite.

Les rayons X sont générés par un tube constitué d'une enceinte dans laquelle on a créé le vide qui contient principalement deux électrodes ; anode négative, constituée d'un filament en tungstène porté à une incandescence, émet des électrons, et cathode positive qui reçoit les électrons accélérées par une différence de potentiel.

Pour générés les rayons  $\gamma$ , les substances utilisées sont l'iridium 192, le cobalt 60, le thulium 170, le césium 137. Les caractéristiques de ces radioéléments sont :

- ✓ L'énergie à laquelle correspond un pouvoir pénétrant qui conditionne son emploi pour une application donnée.
- ✓ Leur période : temps au bout duquel leur activité n'est plus que de moitié. Pour certaines, ce temps est assez court (iridium 192 jours) elles doivent être remplacées à intervalles réguliers.

#### **Le principe :**

L'opération se déroule comme suit : la pièce est soumise à l'action d'une source de rayonnement (Fig. I. 4), le rayonnement sortant de la pièce est fonction de l'épaisseur traversée. Au droit d'un défaut, l'intensité transmise sera plus élevée ou plus faible. Une image se forme sur le film après exposition pendant un temps donné fonction du matériau, de l'épaisseur, de la puissance de la source et de la qualité du rayonnement (Fig. I. 5). Le film est développé en le faisant passer par un révélateur, bain d'arrêt, fixateur (bain acide), bain de rinçage respectivement ensuite on fait passer le film dans un appareil pour le sécher. Le film est interprété à l'aide d'un appareil appelé négatoscope (appareil d'éclairage adapté). La qualité du film est déterminée par un indicateur de

qualité d'image (IQI) qui est choisi en fonction de l'épaisseur, les indicateurs les plus utilisées sont (10 ISO 16 "petites épaisseurs" et le 7 ISO 12 " épaisseurs plus importantes").



Fig. I. 4. Source de rayonnement: négatoscope.

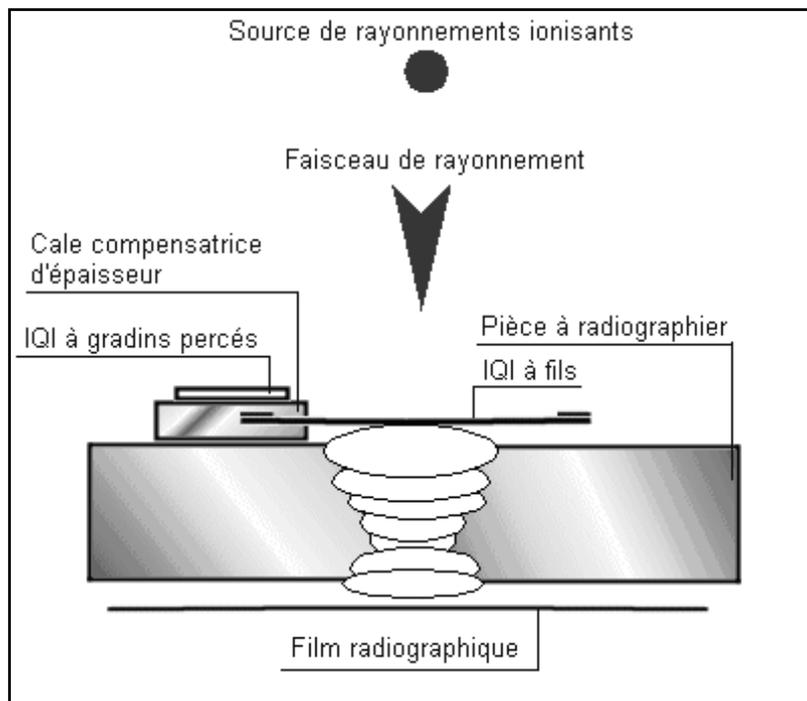


Fig. I. 5. Schéma de principe du contrôle par radiographie.

**Les avantages :**

- ✓ Détections des défauts dans le volume de la pièce.
- ✓ Bonne définition des défauts avec détection de leur nature.
- ✓ Le cliché permet de sauvegarder les résultats dans l'archive.

**Les inconvénients :**

Sur un point de vue économique on peut dire que c'est une opération couteuse vue le matériel nécessaire, non seulement pour la réalisation du film mais aussi pour la protection du personnel exposé au rayonnement radioactif. La sensibilité dépend de l'orientation du défaut vis-à-vis de la direction principale du rayonnement.

**I. 2. 5. Magnétoscopie**

Destinée particulièrement aux matériaux ferromagnétiques. La méthode consiste à créer un champ magnétique, à l'aide d'un circuit magnétique de la forme U (Fig. I. 6), le long de la pièce et interpréter ensuite les différents signaux obtenus.



Fig. I. 6. Appareil de contrôle par magnétoscopie.

**Le principe :**

On aimante la pièce de façon totale ou partielle à une valeur proche de la saturation magnétique du matériau. Toute discontinuité dans la pièce à contrôler provoquera une diminution de la section de passage du flux magnétique et donc une augmentation du champ d'induction, ainsi des particules ferromagnétiques contenues dans un révélateur s'accumulent à l'endroit du défaut (Fig. I. 7). Ensuite on aura qu'à observer la pièce sous un éclairage adapté.

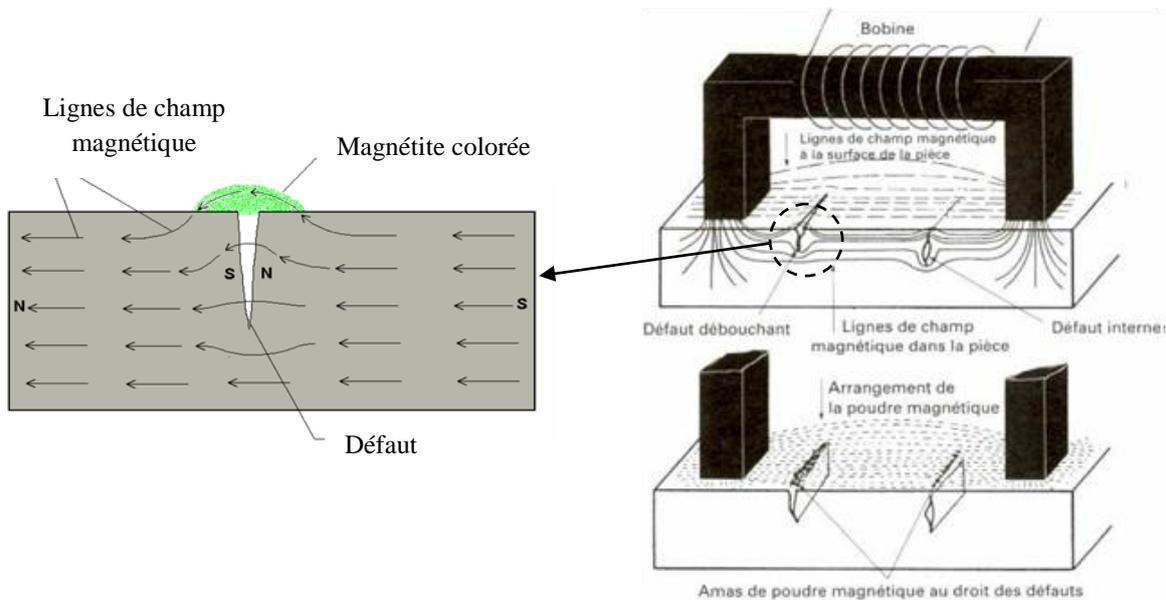


Fig. I. 7. Procédé à flux de fuite magnétique.

**Les avantages :**

- ✓ Mise en œuvre simple.
- ✓ Localisation précise des défauts de surface ou légèrement sous-jacent et une appréciation de leurs longueurs.
- ✓ Automatisation possible.
- ✓ Résultats quasi immédiats.

**Les inconvénients :**

- ✓ Méthode réservée uniquement aux matériaux ferromagnétiques.
- ✓ Sensibilité fonction de l'orientation du défaut par rapport aux directions générales des lignes d'induction.
- ✓ Pas d'appréciation de la profondeur des défauts.
- ✓ Désaimantation nécessaire des pièces avant et après contrôle.

**I. 2. 6. Thermo-inductive**

Ce mode d'examen consiste à chauffer la zone d'une pièce électriquement conductrice par induction magnétique (Fig. I. 8). En cas de présence d'un défaut, l'anomalie dans la distribution de la densité de courants induits, crée une concentration de la densité de puissance autour du défaut qui se traduit par des surchauffes locales. L'inhomogénéité de la distribution de la température se

propage à la surface du matériau, et peut être détectée par une caméra infrarouge [CHO 09, RAM 09].

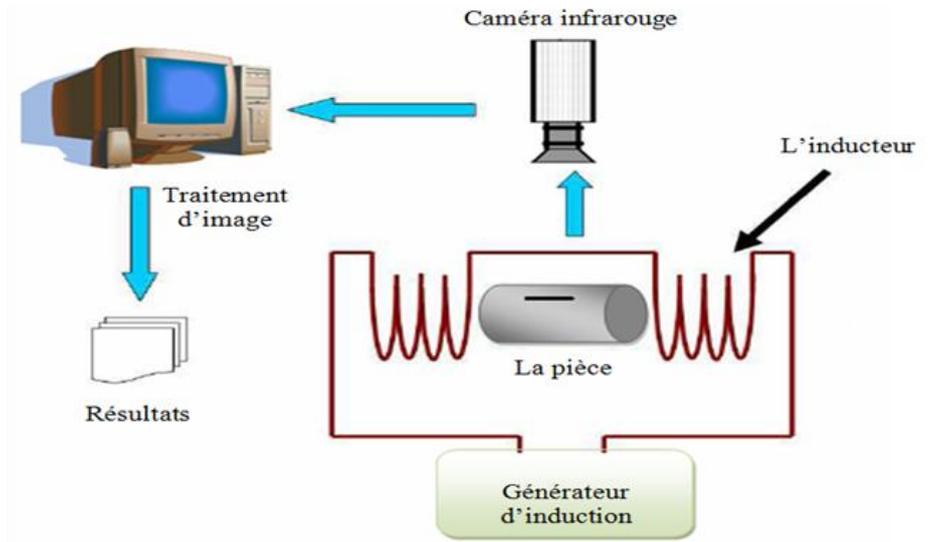


Fig. I. 8. Contrôle par thermo-inductive [RAM 09].

**Les avantages :**

- ✓ Méthode relativement rapide et sans contact.
- ✓ La technique est globale et elle permet l'inspection de l'ensemble de la pièce à la fois.
- ✓ Toute l'épaisseur de la pièce est généralement contrôlée.
- ✓ Grande sensibilité de détection des défauts.
- ✓ L'automatisation est possible pour des pièces de géométries constantes.

**Inconvénients :**

- ✓ La technique s'applique seulement pour les matériaux électriquement conducteurs.
- ✓ Sensible au chauffage non uniforme.
- ✓ L'interprétation des mesures n'est pas toujours facile, surtout pour identifier la nature des défauts.

**I. 3. La méthode des courants de Foucault**

Par sa simplicité et son efficacité, le contrôle par courants de Foucault (CND-CF) est la technique la plus utilisée dans la détection des défauts et la caractérisation des propriétés physiques ou géométriques des matériaux électriquement conducteurs. Le CND-CF est généralement utilisé pour

quantifier divers défauts superficiels, tels que les fissures et les hétérogénéités chimiques, microstructurales ou mécaniques. Il est également utilisé pour mesurer les épaisseurs des revêtements métalliques ou isolants sur des matériaux conducteurs [ELG 15 ; HEL 06].

Plusieurs domaines industriels utilisent le CND-CF telle que:

- ✓ Les réacteurs nucléaires : on doit noter que de nombreux incidents qui ont marqué et marquent encore le fonctionnement de ces réacteurs sont dus à la fissuration et à la rupture de leurs gaines [HUR 06, HUR 10, HEL 06].
- ✓ Turbomachine : la présence de fissures est inadmissible sur les disques de turbomachines, telles que les turbines à gaz et les turboréacteurs d'avions [MON 98, YAN 99, HEL 06, HUR 10].
- ✓ Les ferroviaires [OUK 97], les navires, les automobiles, .....etc.

Un champ magnétique variable dans le temps, passant à travers un contour conducteur fermé donne naissance à une force électromotrice qui joue le rôle d'un générateur de tension, qui engendre un courant dans ce contour. Ce courant apparaît aussi dans les corps conducteurs en présence d'un champ magnétique variable. Ils se referment dans les circuits situés dans des plans perpendiculaires au champ magnétique. De tels courants sont appelés courants de Foucault (ou courants induits).

Ils créent, à leur tour, leurs propres champs magnétiques et peuvent avoir une action démagnétisant sur le champ initial d'une part ; d'autre part ces courants induits dans les corps métalliques entraînent un excès de consommation d'énergie électrique et réduisent le rendement des systèmes électromagnétiques. Ces pertes sont appelées pertes par courants de Foucault.

Cependant, on peut les utiliser pour mettre en action certains mécanismes pour obtenir un régime de fonctionnement souhaité. Les courants induits sont très utilisés dans les domaines industriels telle que : les fours à induction, les compteurs d'énergie électrique, le freinage et le CND-CF. Le CND-CF est un domaine très important durant ces dernières décennies, à cause de l'évolution technologique rapide dans des domaines très importants telles que les centrales nucléaires et le domaine des transports (aéronautique, ferroviaire, maritime) [DUM 96, ABD 98, CHO 09, HEL 12, ZAI 12, ZOR 12].

### **I. 3. 1. Génération des courants de Foucault**

Les courants de Foucault sont des courants étudiés par le physicien français Léon Foucault, apparaissant dans la masse de tout matériau conducteur en mouvement dans un champ magnétique ou dans tout matériau conducteur placé dans un champ magnétique variable (Fig. I. 9). Les lignes

de ces courants sont fermées sur elles-mêmes : on parle de boucles de courants. Les courants de Foucault s'expliquent par le phénomène d'induction électromagnétique et sont décrits par la loi de Faraday [ENC 06]. Les courants de Foucault peuvent facilement être mis en évidence en faisant osciller un pendule constitué d'une plaque métallique dans un champ magnétique : le mouvement du pendule est fortement freiné. La force magnétique de Laplace agit sur la plaque (plongée dans le champ magnétique) parcourue par des courants induits par son mouvement. D'après la loi de Lenz, tout courant induit s'oppose au phénomène qui lui a donné naissance ; le pendule est donc freiné par la force magnétique et non accéléré, car cette force s'oppose au mouvement qui a donné naissance aux courants induits. Parallèlement la masse conductrice parcourue par les courants s'échauffe par effet Joule.

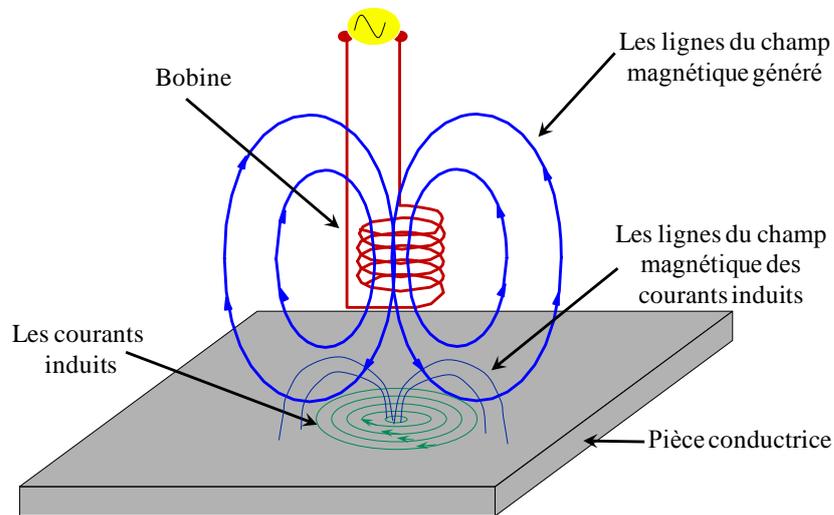


Fig. I. 9. Procédé à Courants de Foucault.

La répartition du champ électromagnétique et des courants induits dans un matériau conducteur est régie par les lois fondamentales de l'électromagnétisme dont la formulation la plus générale est donnée par les équations de Maxwell.

### I.3. 2 Capteurs à courants de Foucault

Il existe plusieurs configurations possibles pour la disposition du bobinage d'excitation relativement à la cible; chacune est dédiée au contrôle de cible de forme donnée (Fig. I. 10). Sans dresser un panorama exhaustif de toutes les différentes méthodes d'auscultation, nous allons en citer trois

principales. Les bobines internes ; destinées à l'inspection des objets creux de l'intérieur (Fig. I.10.a). Les bobines encerclantes ; utilisées pour contrôler de l'extérieur des objets de faible section (Fig. I.10.b). Les bobines simples ou plates ; utilisées pour l'inspection des objets sur leur surface (Fig. I.10.c et Fig. I. 10.d).

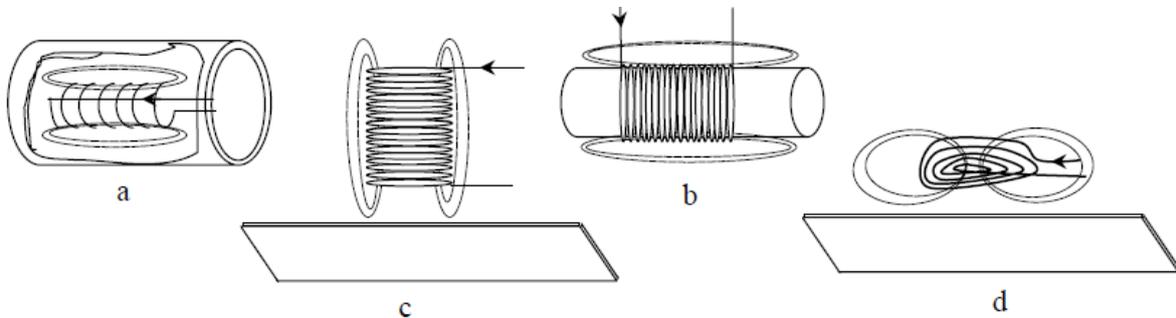


Fig. I. 10. Classification des sondes selon la méthode d'auscultation, (a) sonde interne, (b) sonde encerclante, (c) bobine simple, (d) bobine plate, [OUK 97].

Les sondes précédentes ne comportent qu'un simple bobinage. Les champs qu'elles émettent s'épanouissent largement. Afin de limiter les zones d'interaction de la bobine, on couple généralement celle-ci avec un circuit magnétique de grande perméabilité. Celui-ci peut être réalisé en tôles feuilletées en basse fréquence ou en ferrite pour les fréquences élevées. Son rôle est de canaliser les lignes de champ magnétique vers la ou les zones d'espace où on placera la cible à inspecter (Fig. I. 11).

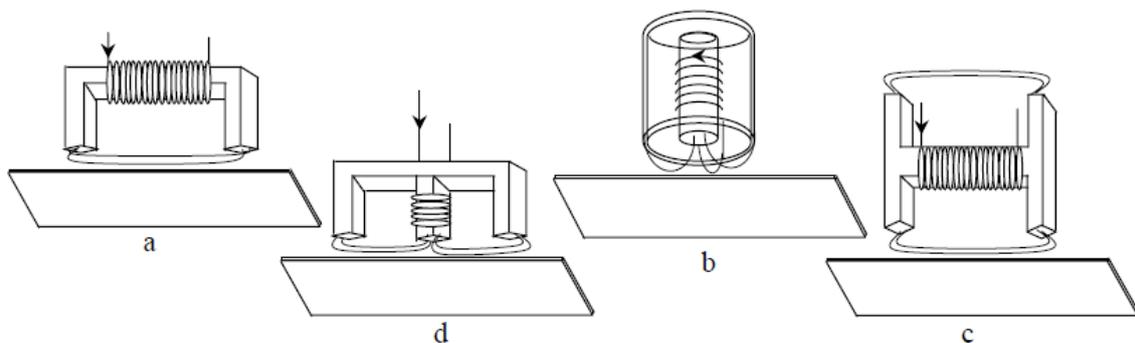


Fig. I. 11. Différentes géométries de circuit magnétique, (a) sonde en U, (b) sonde en pot, (c) sonde en H, (d) sonde en E, [OUK 97].

Les branchements électriques des sondes peuvent être variés. Pour les bobines encerclantes, par exemple, on peut distinguer :

- ✓ Les systèmes à bobinage simple, où le courant d'excitation passe dans la bobine de mesure elle-même, et qui peuvent être à sonde absolue (Fig. I.12.a) ou à sonde différentielle (Fig. I.12.b).

- ✓ Les systèmes à bobinage double, où le primaire et le secondaire sont électriquement séparés, peut toujours être soit absolu (Fig. I.12.c), soit différentiel (Fig. I.12.d). La détectivité des défauts dépend de leur géométrie, de leur nature métallurgique. La sonde utilisée doit être adaptée aux types de défauts recherchés : en particulier, les défauts de type fissure ou ligne sont toujours plus délicats à détecter que les défauts de type arrachement ou paille, [LAC 86].

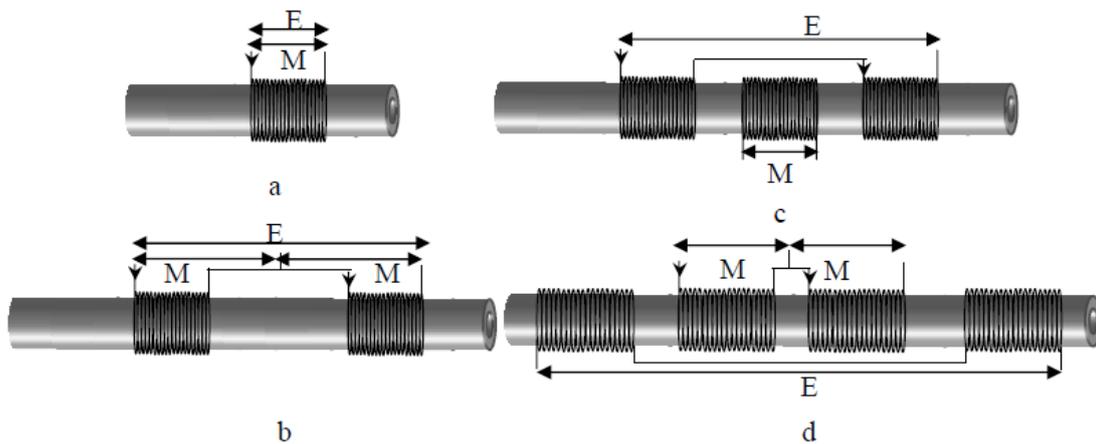


Fig. I. 12. Exemple de montage de sonde à courants de Foucault, montage simple: (a) sonde absolue, (b) sonde différentielle, bobinage double : (c) sonde absolue, (d) sonde différentielle, [LAC 86].

### I. 3. 3. Profondeur de pénétration des courants de Foucault

Dans un conducteur plan, l'intensité des courants de Foucault diminue avec la profondeur en dessous de la surface selon une loi exponentielle. Par convention, la profondeur de pénétration  $\delta$  dans tel conducteur soumis à un champ  $H$  uniforme est la profondeur à laquelle l'intensité des courants est égale à «  $1/e$  » soit 0,37 de l'intensité de surface,  $e$  étant la base des logarithmes népériens ( $e = 2,7183$ ). Pour un conducteur plan la profondeur de pénétration  $\delta$  est donnée par l'expression suivante:

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

$\delta$ : Profondeur de pénétration(m).

$f$  : fréquence du courant parcourant la bobine(Hz).

$\mu$  : Perméabilité magnétique du matériau.

$\sigma$  : Conductivité électrique du matériau(S/m).

Cette expression permet de constater que :

- ✓ pour un matériau donné ( $\mu$  et  $\sigma$  constants) la valeur de  $\delta$  augmente lorsque la fréquence  $f$  diminue et réciproquement (effet de peau),
- ✓ pour une fréquence  $f$  donnée, les matériaux caractérisés par une perméabilité magnétique élevée (matériaux ferromagnétiques) ou une conductivité électrique importante (cuivre, aluminium) présentent une faible profondeur de pénétration.

Toutefois, il est possible d'accroître la profondeur de pénétration des courants de Foucault dans ces matériaux par l'utilisation du courant d'excitation de fréquence relativement basse (quelques centaines de kHz). En effet, lors des contrôles de fabrication et plus souvent encore lors des contrôles périodiques de maintenance effectués sur des tubes de faible épaisseur (couche d'aluminium, échangeurs, générateurs de vapeur,...) il est fréquemment nécessaire de connaître la position d'un défaut par rapport aux surfaces interne et externe du produit. Cette discrimination peut être faite grâce à l'utilisation de courants d'excitation, dits « multifréquence ».

#### **I. 3. 4. Signaux d'excitation et d'exploitation**

Il existe trois types d'excitation pour les capteurs à courants de Foucault :

- ✓ L'alimentation mono fréquence.
- ✓ L'alimentation multi fréquentielle.
- ✓ L'alimentation par des courants pulsés.

Le type de contrôle mono fréquence est celui le plus utilisé dans l'industrie, en particulier les capteurs double fonctions utilisent ce mode d'alimentation. Le capteur est alimenté par un courant ou une tension sinusoïdale à fréquence déterminée (d'une centaine de Hertz à une dizaine de Mhz selon les applications) et le contrôle se fait par une mesure d'impédance de la bobine.

Cependant, dans le contrôle mono fréquentiel, on est limité à deux informations : la résistance et la réactance normalisées. Si ce type de contrôle permet une localisation spatiale d'un défaut et parfois une localisation sur sa taille, il ne permet pas de dissocier plusieurs informations (présence de plusieurs défauts) ou l'information d'une grandeur perturbatrice. La technique multifréquence permet de discriminer un nombre de paramètres supérieur à deux. Elle constitue une extension de la technique mono fréquence et permet d'exploiter  $k$  fréquences différentes et fournit  $2k$  informations. Le développement des techniques multifréquences résulte d'un double objectif; positionner et

caractériser un défaut à partir d'un signal global résultant de la combinaison du signal utile dû au défaut et de bruits parasites ayant des origines diverses.

L'alimentation par des courants pulsés est une dérivée de la méthode de l'alimentation mono fréquentiel mais, à la différence de celle-ci, le champ électromagnétique est généré par une impulsion de courant d'amplitude et du temps variables. Cette technique permet de détecter des défauts dans des profondeurs non accessibles aux courants de Foucault par la méthode mono fréquence sinusoïdale.

### I. 3.5. Plan d'impédance

Pour quantifier les courants de Foucault il est nécessaire de passer par des grandeurs mesurables exprimant l'effet de ces courants telles que :

- ✓ Le champ d'induction magnétique : mesure par l'effet Hall.
- ✓ L'impédance électrique : mesure de courant, tension et déphasage.

La mesure de ces grandeurs doit être effectuée pour :

- ✓ L'END-CF : on mesure la variation de la grandeur, définie par la différence entre la grandeur mesurée en présence de la cible à évaluer et la grandeur en l'absence de cette cible (mesure à vide).
- ✓ Le CND-CF : variation de la grandeur en présence de la cible saine (matériau étalon) et en présence de la cible avec défaut et de même type de matériau.

Notre choix s'est porté sur le calcul de l'impédance, étant donné que nos expériences sont basées sur la mesure de la variation d'impédance de la bobine [ELG 15, LEE 00, HEL 06, HEL 12, CHE 07, BEN 06]. Il existe plusieurs méthodes de calcul de l'impédance, on va citer ici deux méthodes les plus utilisées dans la littérature.

#### I. 3. 5. 1. Méthode 1 : par la loi de Faraday et le théorème de Stokes

Cette méthode se base sur le calcul du champ électrique à partir du potentiel vecteur magnétique.

On sait que :

$$Z = \frac{V}{I} + \frac{E_{fem}}{I} \quad (I.2)$$

$E_{fem}$  est la force électromotrice.

$$Z = \frac{\oint E dl}{\int_s J ds} = \frac{-\partial_t \iint B ds}{\int_s J ds} \quad (I.3)$$

$$Z = \frac{-\partial_t \iint (\text{rot} \vec{A}) ds}{\int_s J ds} = \frac{-\partial_t \oint A dl}{\int_s J ds} \quad (I.4)$$

$\vec{A}$  et  $I$  sont respectivement, le potentiel vecteur magnétique et le courant d'alimentation. Si l'induction magnétique est fonction sinusoïdale, donc :

$$Z = \frac{-j\omega \oint A dl}{\int_s J ds} \quad (I.5)$$

### I. 3. 5. 2. Méthode 2 : par calcul de l'énergie magnétique emmagasinée et les pertes Joule

La variation d'impédance peut être déterminée en calculant l'énergie magnétique emmagasinée dans tout l'espace d'étude et les pertes Joule définies par les relations suivantes [BEN 04, RAC 06, CHO 09, HEL 12] :

Détermination de la partie imaginaire (réactance X) :

$$E_{em} = \frac{1}{2} \int_{\Omega} B H d\Omega \quad (I.6)$$

$$E_{em} = \frac{1}{2} L I^2 \quad (I.7)$$

$$X = L\omega \quad (I.8)$$

$E_{em}$  et  $L$  sont respectivement, l'énergie magnétique emmagasinée et l'inductance du capteur. On combine les équations (I.6), (I.7) et (I.8), on obtient :

$$X = \frac{1}{I^2} \omega \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} (B)^2 d\Omega \quad (I.9)$$

Détermination de la partie réelle (résistance R) :

$$E_{\text{Joule} \pi\text{èce}} = R_{\pi\text{èce}} I_{ind}^2 \quad (I.10)$$

$$E_{\text{Joule} \text{bobine}} = R_{\text{bobine}} I^2 \quad (I.11)$$

$$R_{\pi\text{èce}} = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{S} \quad (I.12)$$

$$I_{ind} = J_{ind} S \quad (I.13)$$

Par la combinaison des équations (I.10), (I.11), (I.12) et (I.13), on trouve :

$$R = \frac{1}{I^2} \int_{\Omega} \frac{1}{\sigma} J_{\text{ind}}^2 d\Omega \quad (\text{I.14})$$

Le capteur inductif est une bobine à N spires, de formes variées. Il est caractérisé par deux grandeurs : la composante résistive (R) qui englobe les pertes par courants de Foucault dues à la pénétration du champ dans la cible et les pertes internes du bobinage d'excitation, et le terme inductif (X) qui représente la réactance du bobinage d'excitation, liée à la topologie des lignes du champ magnétique émises par le capteur.

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

$$\bar{Z}_n = R_n + j X_n = \frac{\bar{Z} - R_0}{X_0} \quad (\text{I.15})$$

$$R_n = \frac{R - R_0}{X_0} \quad \text{et} \quad X_n = \frac{X}{X_0} \quad (\text{I.16})$$

Avec :  $Z_0 = R_0 + jX_0$  est l'impédance du capteur à vide (sans cible).

Pour un capteur donné, toute variation de l'un de ces paramètres induit un déplacement du point représentatif de  $Z_n$  dans le plan d'impédance normalisée. La Fig. I. 13, illustre l'allure des trajectoires que décrit le point d'impédance du palpeur pour des variations de conductivité électrique, de perméabilité magnétique ou de distance de mesure [OUK 97, CHO 09, HEL 12].

La prédétermination de ces trajectoires pour une cible quelconque est un problème relativement complexe qui nécessite une modélisation complète du dispositif [CHO 09, HEL 12]. La présence de défauts ou d'inhomogénéités de la pièce à contrôler induit une modification dans l'espace de l'un ou de plusieurs des paramètres influents ( $\sigma$ ,  $\mu$ , lift-off. . .), qui se traduit dans le plan d'impédance ( $R_n$ ,  $X_n$ ), par un déplacement du point représentatif de la sonde.

L'étude et la mesure des composantes de l'impédance des bobines inductrices sont à la base des progrès considérables réalisés dans les applications des courants de Foucault. Les travaux de l'Institut de Friedrich Förster en Allemagne font référence dans le monde [Hel 12].

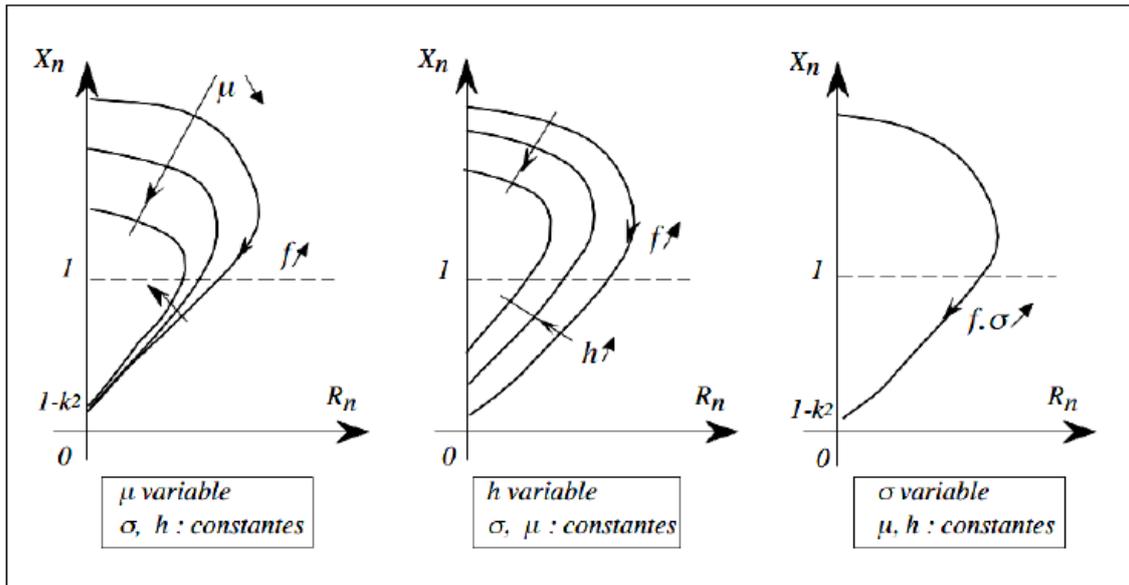


Fig. I. 13. Influence de la perméabilité, de la conductivité et du lift-off sur le diagramme d'impédance normalisé pour différentes fréquences d'excitation [OUK 97, HEL 12].

#### I. 4. Caractérisation électromagnétique

##### I. 4. 1. La perméabilité magnétique

La perméabilité magnétique  $\mu$  est égale pour les matériaux isotropes, au rapport  $B/H$ . Dans un travail de caractérisation c'est la perméabilité relative  $\mu_r$  est la plus utilisée avec  $\mu_r = \mu/\mu_0$ , où  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique de l'air. Dans un milieu magnétique, le champ magnétique  $B$ , l'excitation magnétique  $H$  et l'aimantation  $M$ , sont liés par l'équation :

$$B = \mu_0 (H + M) \tag{I.17}$$

Dans certains matériaux, la relation entre  $H$  et  $M$  est linéaire, ce qui permet d'écrire :

$$B = \mu_0(1 + c)H = \mu_0\mu_r H = \mu H \tag{I.18}$$

Le comportement de l'aimantation dépend alors de la nature des matériaux, par exemple les matériaux paramagnétiques ( $\mu_r \geq 1$ ), les matériaux diamagnétiques ( $\mu_r \leq 1$ ). Pour les matériaux ferromagnétiques et ferrimagnétiques, il en va tout à fait différemment. La relation entre le champ magnétique et l'aimantation devient non linéaire (Fig. I. 14) [MAN 14].

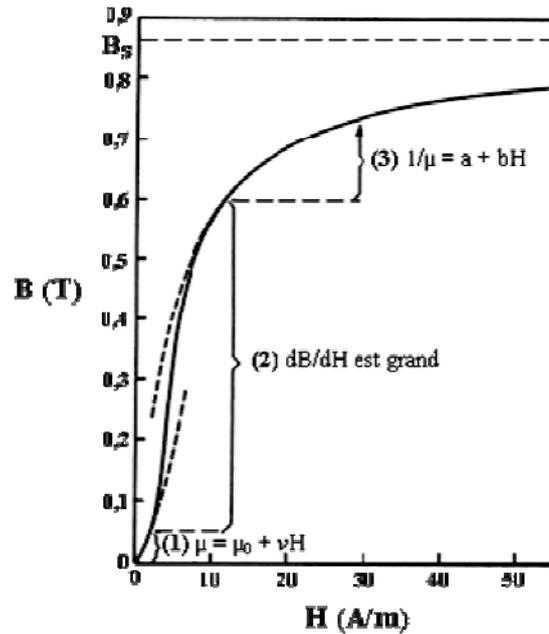


Fig. I.14. Courbe de première aimantation d'un matériau ferromagnétique.

Dans certains cas peu intéressants en pratique, il n'est pas possible d'établir de façon purement théorique la fonction  $B(H)$  relative à un matériau donné. Il reste par conséquent à trouver les équations représentant le mieux possible les fonctions  $B(H)$  établies expérimentalement. Dans les littératures plusieurs travaux sont réalisés de but de mesurer la caractéristique de l'aimantation des matériaux ferromagnétique, alors la caractérisation de l'aimantation des matériaux est un sujet bien connu : deux méthodes standardisées sont utilisées pour l'électrotechnique. La plus répandue consiste à mesurer l'aimantation à l'aide d'un hystérésigraphe en utilisant un circuit magnétique refermé sur lui-même [AST 01, POL 08, KIS 04, ISA 09, CYR 07, SAL 09, THI 11]. Une autre méthode consiste à mesurer l'impédance d'une bobine sous forme d'une spire autour du matériau magnétique à caractériser, qui est constitué d'un échantillon sous forme de barre refermé par un circuit magnétique externe. La méthode standardisée de test sur une tôle unique [IEC 02] comprend une partie de circuit magnétique externe pour refermer le circuit magnétique. Une autre méthode basée sur le calcul des champs par le biais de méthodes d'optimisation non linéaire décrites dans [CHE 07, CLE 00, HAM 11].

## I. 4. 2. La conductivité électrique

### I. 4. 2. 1. Méthode volt-ampérométrique

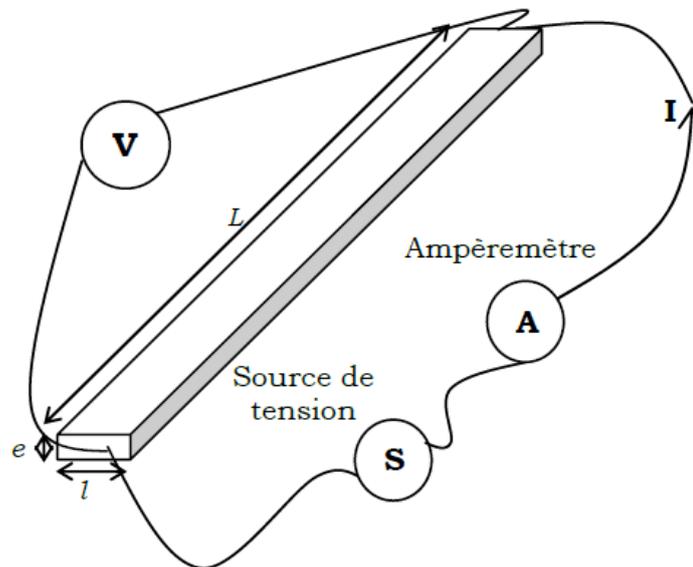


Fig. I. 15. Méthode de mesure à deux pointes [BEN 06].

Dans le cas de la mesure de la conductivité électrique par la méthode dite à deux pointes', l'échantillon est soumis à une tension électrique comme montre la Fig. I. 15, la connaissance du courant électrique traversant l'échantillon et les dimensions géométriques de ce dernier permet le calcul de la conductivité électrique en utilisant la relation suivante :

$$\sigma = \frac{I \cdot L}{V \cdot s} \quad (I.19)$$

Telle que :

$\sigma$ : La conductivité électrique.

$L$  : La longueur entre les deux pointes de contact.

$s = e * l$ : La section de l'échantillon.

Cette méthode a plusieurs inconvénients car elle est sensible aux éléments suivants qui peuvent influencés la mesure :

- ✓ La résistance de contact des deux pointes.
- ✓ L'emplacement des pointes n'est pas uniforme dans la section de passage du courant.
- ✓ Les résistances internes des appareils de mesures.

- ✓ La mesure des dimensions géométriques n'est pas toujours précise.

Pour réduire les inconvénients ou ces sources d'erreurs on peut faire une mesure avec la méthode dite à quatre pointes [WEBS 99]. Cette méthode consiste à utiliser quatre électrodes [BOW 05, BOW 06, BOW 07], deux pour l'alimentation en courant de l'échantillon, et deux pour la mesure de la tension électrique générée par ce courant (Fig. I. 16). Souvent, les quatre électrodes A, B, C et D sont équidistantes. Pour une meilleure mesure, l'épaisseur de l'échantillon  $t$  doit remplir l'une des conditions suivantes :

- ✓ 1<sup>er</sup> cas : l'épaisseur de la pièce est très grande par rapport à la distance entre les pointes.
- ✓ 2<sup>eme</sup> cas : l'épaisseur de la pièce est très petite par rapport à la distance entre les pointes.

Dans ces conditions, la conductivité électrique peut être exprimée par l'équation suivante :

$$\text{Pour le 1}^{\text{er}} \text{ cas } (t \gg s) : \quad \sigma = \frac{I_s}{2\pi \cdot s \cdot V_m} \quad (\text{I.20})$$

$$\text{Pour le 2}^{\text{eme}} \text{ cas } (t \ll s) : \quad \sigma = \frac{\ln 2 \cdot I_s}{\pi \cdot t \cdot V_m} \quad (\text{I.21})$$

Avec  $s$  est la distance entre les pointes,  $t$  est l'épaisseur de l'échantillon,  $I_s$  est le courant d'alimentation de l'échantillon et  $V_m$  est la tension mesurée.

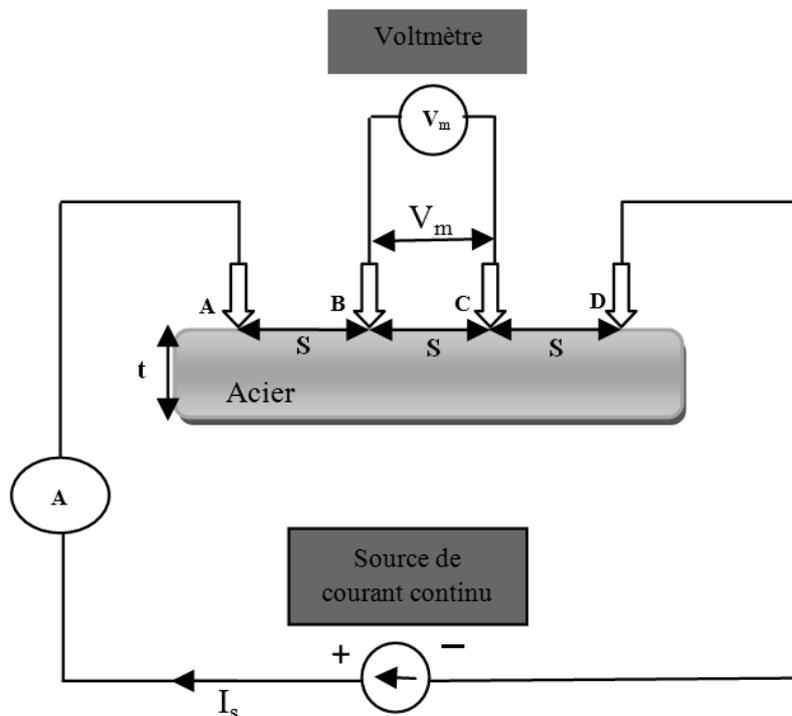


Fig. I. 16. Méthode de mesure à quatre pointes.

**I. 4. 2. 2. Evaluation de la conductivité électrique par inversion**

Durant ces dernières décennies, les techniques inverses ont permis des avancées sensibles dans le domaine du CND. Les moyens informatiques et l'introduction d'outils mathématiques appliqués ont concouru à un développement important de ces techniques [HEL 12, BEN 06]. Dans ce contexte, plusieurs méthodes de minimisation ont été développées, elles s'appliquent aux fonctions à une ou plusieurs variables. Dans ce travail, nous avons appliqué la méthode dite «*Simplex*», appelée aussi «*Downhill simplex method* » [NEL 65, AMO 10]. La Fig. I. 17, décrit l'algorithme d'évaluation de la conductivité électrique par inversion en utilisant la méthode d'optimisation basée sur les *Simplex de Nelder-Mead*. En effet, la tâche du *Simplex* consiste à minimiser la fonction objective exprimée par l'équation (I.23).

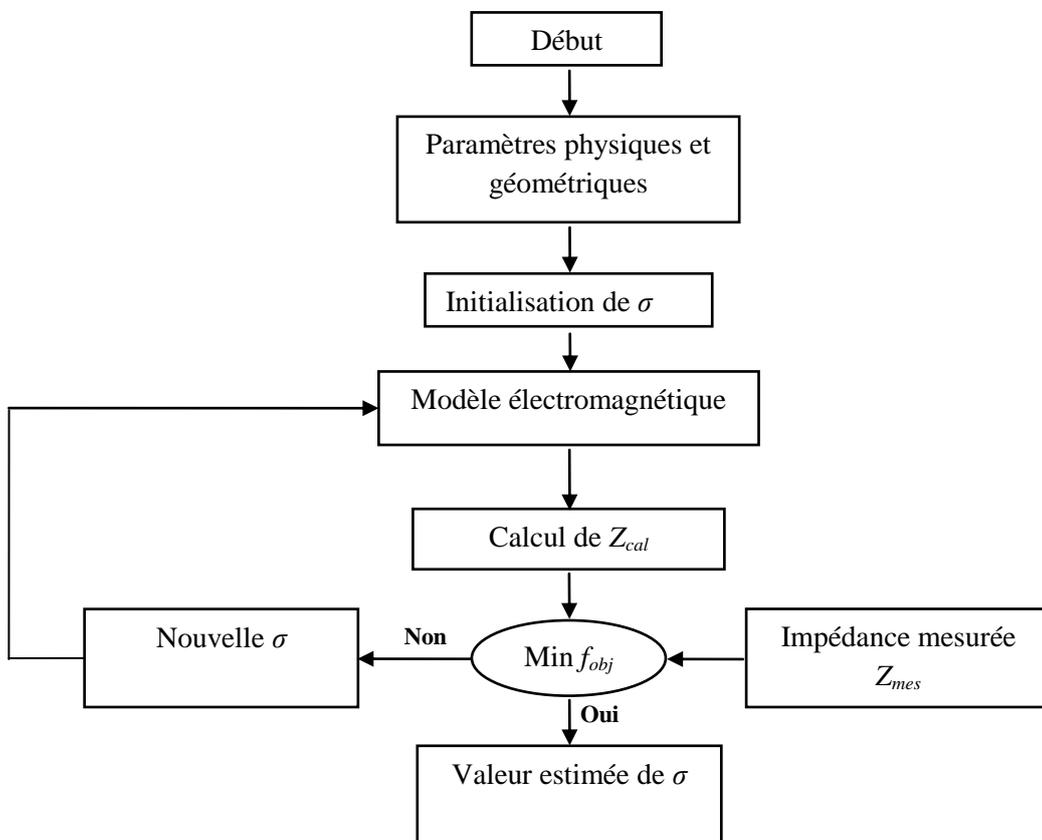


Fig. I. 17. Evaluation de la conductivité électrique par inversion.

On procède à l'estimation de la conductivité électrique du matériau comme suit. Utilisant un modèle électromagnétique numérique approprié (2D, axisymétrique ou 3D), à partir d'une valeur initiale de la conductivité électrique on calcul l'impédance du capteur par l'équation :

$$Z_{cal} = \frac{-jw \oint A \cdot dl}{\int_{\Omega} J_S d\Omega} \quad (I.22)$$

La valeur calculée de l'impédance est ensuite comparée à celle mesurée, si l'écart est supérieur à une tolérance prédéterminée, la valeur de la conductivité est alors réajustée par la méthode «Simplex» jusqu'à la convergence. En effet, la conductivité électrique est réajustée afin de minimiser la fonction objective suivante :

$$f_{obj} = \sqrt{\left(1 - \frac{R_{Ncal}}{R_{Nmes}}\right)^2 + \left(1 - \frac{X_{Ncal}}{X_{Nmes}}\right)^2} \quad (I.23)$$

Avec :

$$R_{Ncal} = \frac{R_{ccal} - R_{0cal}}{X_{0cal}} \quad (I.24)$$

$$R_{Nmes} = \frac{R_{cmes} - R_{0mes}}{X_{0mes}} \quad (I.25)$$

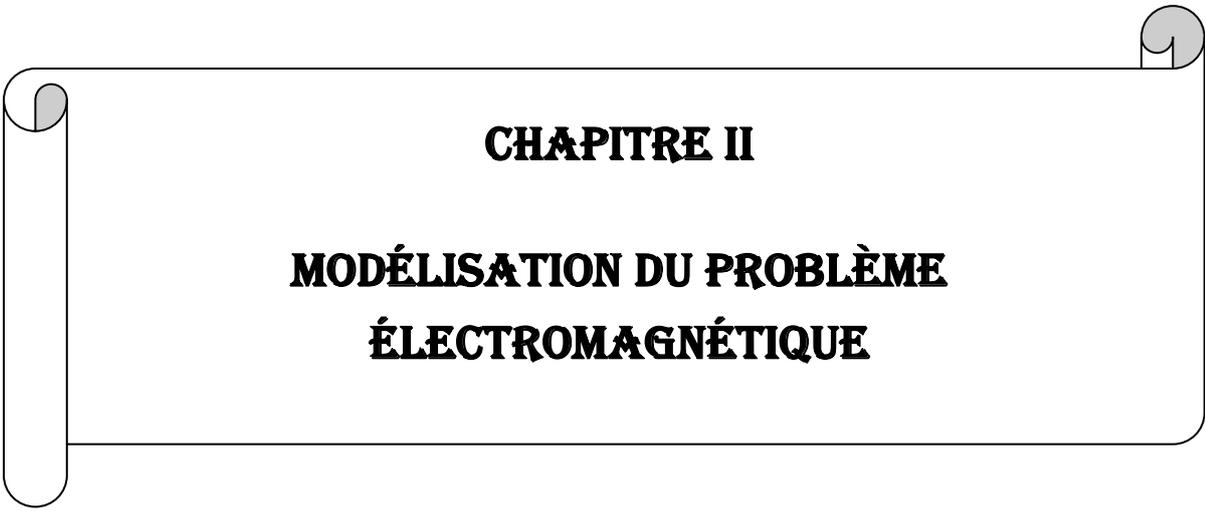
$$X_{Ncal} = \frac{X_{ccal}}{X_{0cal}} \quad (I.26)$$

$$X_{Nmes} = \frac{X_{cmes}}{X_{0mes}} \quad (I.27)$$

Avec,  $X_{0cal}$ ,  $X_{ccal}$ , sont respectivement la réactance du capteur calculée sans et avec la présence du matériau, également  $R_{0cal}$  et  $R_{ccal}$  sont respectivement la résistance du capteur calculée sans et avec la présence du matériau.  $X_{0mes}$ ,  $X_{cmes}$ , sont respectivement la réactance du capteur mesurée sans et avec la présence du matériau, aussi  $R_{0mes}$  et  $R_{cmes}$  sont respectivement la résistance du capteur mesurée sans et avec la présence du matériau.

## I. 5. Conclusion

Nous avons rappelé dans ce chapitre, les méthodes de CND à savoir le ressuage, la radiographie, la thermographie et le contrôle non destructif par courants de Foucault (CND-CF) qui fait l'objet de cette thèse. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons rapporté des notions sur la création des courants de Foucault et le principe de fonctionnement des différents types des capteurs inductifs utilisés dans les applications de CND-CF. Egalement, les formes principales de bobinage de ces capteurs sont rapportées. Dans la troisième partie, quelques méthodes de caractérisation électromagnétique sont étudiées. Dans le chapitre suivant, nous allons parcourir la modélisation électromagnétique, dans le cas 2D et axisymétrique, d'un problème de CND-CF par la méthode des volumes finis avec deux type de maillages : rectangulaire et triangulaire.



## **CHAPITRE II**

### **MODÉLISATION DU PROBLÈME ÉLECTROMAGNÉTIQUE**

## II. 1. Introduction

Lors de la mise en œuvre des outils de contrôle non destructif par courant de Foucault (CND-CF) et l'étude des paramètres d'intérêt peut avoir des difficultés pour plusieurs raisons telles que : la disponibilité des capteurs inductifs et des échantillons étalons. L'apparition des calculateurs puissants et le développement logiciel actuel a contribué considérablement dans ce domaine par remplacé les essais expérimentaux par des simulations moins couteuse. Dans un problème de CND-CF, la modélisation donne la fonction de transfert capteur-matériau à contrôlé. Cette modélisation peut prévoir les signaux du capteur en connaissant les paramètres physiques du système capteur-pièce, telles que la conductivité électrique, la perméabilité magnétique, le lift-off, l'épaisseur de la pièce,....etc. En effet, la simulation du CND-CF est en générale basée sur la résolution des équations de Maxwell. A cause de la complexité de la configuration d'un problème CND-CF, la résolution analytique s'avère très complexe, sauf dans des cas simples [Dodd 68], pour cette raison on a souvent à recourir à une méthode numérique telle que la méthode des volumes finis (MVF).

Dans ce deuxième chapitre, une première partie rappelle brièvement les lois fondamentales de l'électromagnétisme; les équations de Maxwell et les équations associées relatives au comportement des milieux considérés, le modèle magnétodynamique issu du système de Maxwell. Egalement, on décrit la mise en œuvre de la MVF qui est basé sur le calcul de la forme intégrale de l'équation aux dérivées partielles relative au modèle magnétodynamique. Dans une deuxième partie, on expose les techniques de caractérisation électromagnétique, il s'agit de la détermination de la perméabilité magnétique et la conductivité électrique d'un matériau. La connaissance de ces deux derniers paramètres est essentielle pour la modélisation d'un problème de CND-CF.

## II. 2. Modélisation d'un dispositif en CND-CF

Un dispositif de contrôle ou une évaluation non destructif par courant de Foucault peut être présenté par un schéma synoptique (Fig. II. 1) constitué d'une bobine placée au dessus d'une pièce conductrice, fabriquée en Aluminium par exemple, ou magnétique (Acier,....etc.).

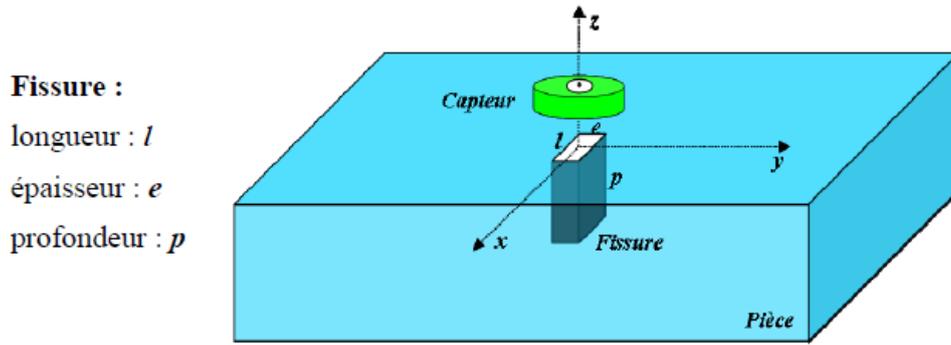


Fig. II. 1. Dispositif de CND-CF [HEL 12].

L'objectif ici, consiste à évaluer l'impédance du capteur dans les deux cas suivants ; sans et avec défaut dans la pièce de dimensions  $l$ ,  $e$  et  $p$ . Ensuite on calcul la variation de l'impédance qui représente la grandeur d'intérêt dans un problème de CND-CF, par cela on peut caractériser les propriétés physiques et géométriques de la pièce en question. La figure (Fig. II. 2) représente le domaine d'étude relatif à un problème type en CND-CF. Dans cette figure, le domaine d'étude  $\Omega$  est composé d'une région conductrice amagnétique, région non conductrice magnétique, région ferromagnétique et une source de courant. Des conditions aux limites seront imposées sur la frontière  $\Gamma$ , souvent sont les conditions dites de Dirichlet.

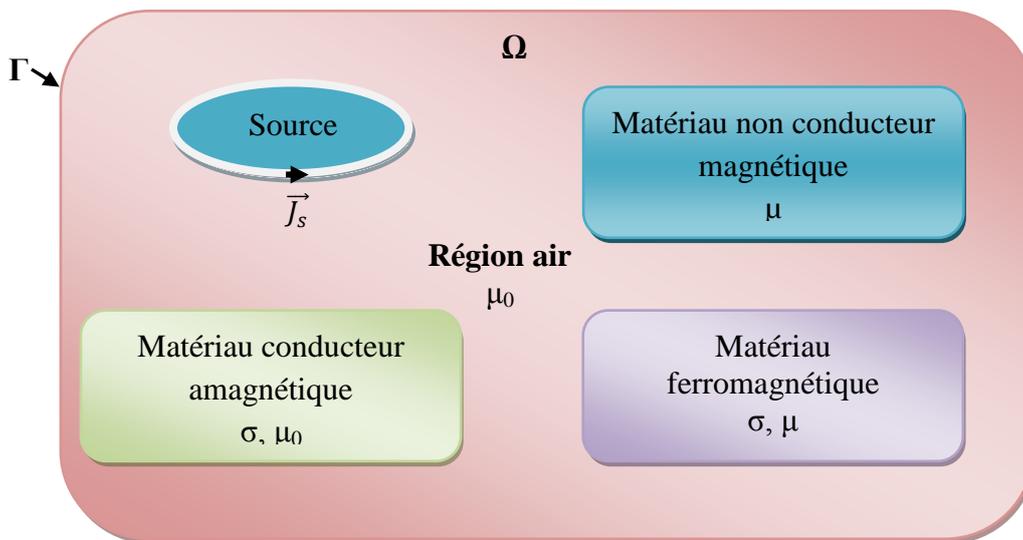


Fig. II. 2. Description du domaine d'étude

Dans le cas où le dispositif étudié présente des symétries, il est possible et intéressant de réduire l'étude à une partie du domaine, cela peut réduire considérablement le temps de résolution.

### II. 2. 1. Equations de Maxwell

J. C. Maxwell (1831-1879) a réuni l'ensemble des phénomènes électromagnétiques en quatre équations dites lois fondamentales de l'électromagnétisme. Les équations de Maxwell constituent un système d'équations aux dérivées partielles qui lient les phénomènes magnétiques aux phénomènes électriques :

- ✓ Équation de Maxwell- Ampère

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J}_t \quad (\text{II.1})$$

- ✓ Équation de Maxwell- Faraday

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

- ✓ Équation de conservation de l'induction magnétique

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II.3})$$

- ✓ Équation de Maxwell-Gauss:

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

Avec

$\vec{B}$  : Induction magnétique (T)

$\vec{H}$  : Champ magnétique (A/m)

$\vec{D}$  : Induction électrique (C/m<sup>2</sup>)

$\vec{E}$  : Champ électrique (V/m)

$\vec{J}_t$  : Densité du courant total (A/m<sup>2</sup>)

$\rho$  : Densité de charge volumique (C/m<sup>3</sup>)

### II. 2. 2. Lois constitutives

Les lois constitutives suivantes, qui sont caractéristiques des milieux considérés, doivent être associées aux quatre équations de Maxwell.

- ✓ Relation magnétique

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.5})$$

✓ Relation diélectrique

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{II.6})$$

✓ Loi d'Ohm

$$\vec{J}_t = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$\vec{B}_r$  : Induction magnétique rémanente.

$\vec{J}_s$  : Densité de courant de source (A/m<sup>2</sup>).

$\sigma \vec{E}$  : Densité des courants induits par variation du champ électrique (A/m<sup>2</sup>).

$\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$  : Densité des courants induits par mouvement (A/m<sup>2</sup>).

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  : Densité du courant de déplacement (A/m<sup>2</sup>).

$\vec{u}$  : Vitesse des pièces conductrices (m/s)

$\sigma$  : Conductivité électrique (S/m)

On a  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ , avec  $\epsilon_0$  est la permittivité absolue du vide et  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du milieu.

De même  $\mu = \mu_0 \mu_r$ , avec  $\mu_0 = 4.\pi.10^{-7}$  (H/m) est la perméabilité magnétique absolue du vide et  $\mu_r$  est la perméabilité magnétique relative du milieu.

### II. 2. 3. Conditions aux limites et de continuité

D'une manière générale pour une variable  $u$ , les conditions aux limites s'énoncent pour un domaine de calcul  $\Omega$  de frontière  $\Gamma$  comme suit :

✓ Condition de Dirichlet homogène  $u.n = 0$

✓ Condition de Neumann homogène  $\frac{\partial u}{\partial n} = 0$

$n$  est un vecteur normal à  $\Gamma$ .

Les champs électromagnétiques subissent des discontinuités lors du passage entre deux milieux de propriétés physiques différentes, pour cette raison des conditions de transmission entre deux milieux différents sont définies comme suit :

$$(\vec{D}_2 - \vec{D}_1).n = \rho_s \quad (\text{II.8})$$

$$(B_2 - B_1) \cdot n = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$(E_2 - E_1) \wedge n = 0 \quad (\text{II.10})$$

$$(H_2 - H_1) \wedge n = K_s \quad (\text{II.11})$$

$\rho_s$  et  $K_s$  représentent respectivement, la densité surfacique des charges et du courant électriques.  $\vec{n}$  est le vecteur unitaire normal situé à l'interface des milieux et dirigé du milieu  $\Omega_1$  vers le milieu  $\Omega_2$ .

#### II. 2. 4. Hypothèses simplificatrices

Afin de décrire le modèle mathématique par la suite, qui régit les phénomènes électromagnétiques relatifs à un problème type de CND-CF, certaines hypothèses simplificatrices sont à considérer:

- ✓ La densité volumique de charges est considérée nulle, soit  $\rho=0$ .
- ✓ Le terme  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  est généralement négligeable pour des basses fréquences.
- ✓ Les sources d'alimentation sont supposées produites par un générateur de courant sinusoïdal parfait.
- ✓ L'induction magnétique rémanente est considérée nulle  $\vec{B}_r = 0$ , pas d'aimants.

### II. 3. Formulations du problème magnétodynamique

#### II. 3. 1. Formulation générale en potentiels $\vec{A}$ - $V$

Regardons la bibliographie, plusieurs formulations existent pour la résolution des problèmes électromagnétiques telles que la formulation en potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$ , la formulation en champ électrique  $E$  [BOU 90], la formulation en  $\vec{A}$  a été introduite par plusieurs auteurs tel que par exemple dans [KAN 03],...etc. A l'heure actuelle, la formulation qui reste attractive pour la résolution des problèmes de calcul des courants de Foucault en 2D et 3D, est celle en potentiels  $\vec{A}$ - $V$  ( $\vec{A}$  est le potentiel vecteur magnétique et  $V$  est le potentiel scalaire électrique). Dans le cas 2D, cette formulation présente les avantages :

- ✓ Le système d'équations a une seule inconnue.
- ✓ Une seule composante,  $A_\phi$  dans un cas axisymétrique.
- ✓ Les autres grandeurs physiques peuvent être déduites, telle que l'induction magnétique.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à la formulation  $\vec{A}$ - $V$  dans le cas général. Réécrivons les deux équations de Maxwell :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.13})$$

La deuxième équation indique qu'il existe un vecteur  $\vec{A}$  donné par :

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \quad (\text{II.14})$$

Le vecteur  $\vec{A}$  est appelé potentiel vecteur magnétique. La substitution de (II.12) dans (II.14), donne:

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left( \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = \vec{0} \quad (\text{II.15})$$

Ceci nous permet de constater que le champ  $\left( \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right)$  est un champ conservatif, il vient alors :

$$\left( \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = - \overrightarrow{\text{grad}} V \quad (\text{II.16})$$

Soit:

$$\vec{E} = - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{\text{grad}} V \quad (\text{II.17})$$

A partir de l'équation (II.14) et de l'équation (II.6) nous avons :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left( \frac{1}{\mu} \vec{B} \right) = \vec{J}_t \quad (\text{II.18})$$

Tenons compte les équations (II.14), (II.7) et (II.18) :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} + \sigma (\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.19})$$

D'où :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = \vec{J}_s - \sigma \left( \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{\text{grad}} V \right) + \sigma (\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.20})$$

Soit :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \overrightarrow{\text{grad}} V - \sigma (\vec{u} \wedge \vec{B}) = \vec{J}_s \quad (\text{II.21})$$

Afin de résoudre cette équation à deux inconnues ( $\vec{A}$ ,  $V$ ), on doit fixer la divergence du potentiel  $A$  pour assurer l'unicité de la solution. On rajoute alors la condition  $div\vec{A}=0$  appelée Jauge de Coulomb. Soit :

$$\begin{cases} \overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}\vec{A}\right) + \sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} + \sigma\overrightarrow{grad}V - \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) = \vec{J}_s \\ div\vec{A} = 0 \end{cases} \quad (II.22)$$

Cette hypothèse de Jauge est naturellement vérifiée dans la configuration axisymétrique. Le terme  $\overrightarrow{grad}V$  en axisymétrique est nul. Pour des vitesses de déplacement faibles on peut négliger le terme  $\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$ . Le système (II.22) devient alors :

$$\overrightarrow{rot}\vec{A}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}\vec{A}\right) + \sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (II.23)$$

Si les courants sources sont de nature alternative, on peut utiliser une représentation de Fresnel pour modéliser la variation temporelle. Le terme  $\sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}$  sera remplacé alors par  $j\omega\sigma\vec{A}$ .  $\omega$  est la pulsation des courants sources. Ainsi l'équation (II.23) devient :

$$\overrightarrow{rot}\vec{A}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}\vec{A}\right) + \sigma j\omega\vec{A} = \vec{J}_s \quad (II.24)$$

L'utilisation de cette dernière formulation est très répandue pour la résolution des problèmes de CND-CF.

### II. 3. 2. Formulation 2D-Cartésien en potentiel A

Dans cette formulation, le courant de source  $J_s$  est dirigé suivant la direction  $z$  (Fig. II. 3), imposant ainsi pour le potentiel vecteur magnétique une seule composante  $A_z$ . Le champ magnétique  $B$  possède alors deux composantes, l'une suivant la direction  $x$  et l'autre suivant la direction  $y$ .

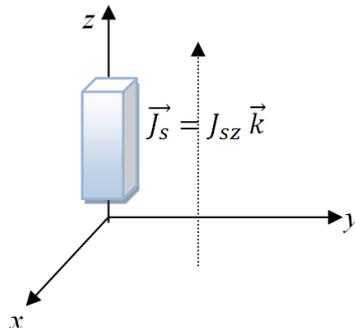


Fig. II. 3. Système 2D alimenté suivant la direction  $z$

Lorsque le courant est orienté suivant la direction  $z$ , alors le vecteur  $\vec{A} = A_z \vec{k}$ . Les différentes grandeurs vectorielles ont les composantes suivantes :

$$J_s = \begin{cases} 0 \vec{i} \\ 0 \vec{j} \\ J_{sz} \vec{k} \end{cases} ; \quad A = \begin{cases} 0 \vec{i} \\ 0 \vec{j} \\ A_z \vec{k} \end{cases} ; \quad B = \begin{cases} B_x \vec{i} \\ B_y \vec{j} \\ 0 \vec{k} \end{cases} ; \quad H = \begin{cases} H_x \vec{i} \\ H_y \vec{j} \\ 0 \vec{k} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

En coordonnées cartésiennes, nous avons :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \partial/\partial x & \partial/\partial y & \partial/\partial z \\ 0 & 0 & A_z \end{vmatrix} \quad (\text{II.26})$$

D'où

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} = \left[ \frac{\partial A_z}{\partial y} \right] \vec{i} + \left[ \frac{\partial A_z}{\partial x} \right] \vec{j} \quad (\text{II.27})$$

Soit

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = - \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \quad (\text{II.28})$$

L'équation (II.24) en coordonnées cartésiennes devient :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - j\omega\sigma A_z = -J_{sz} \quad (\text{II.29})$$

Cette dernière équation représente la formulation en potentiel vecteur magnétique du problème magnétodynamique pour le cas 2D-cartésien.

### II. 3. 3. Formulation axisymétrique

La modélisation des phénomènes dans les dispositifs présentant une symétrie de révolution par rapport à son axe, permet de ramener un modèle tridimensionnel à un modèle bidimensionnel dit axisymétrique (Fig. II.4).

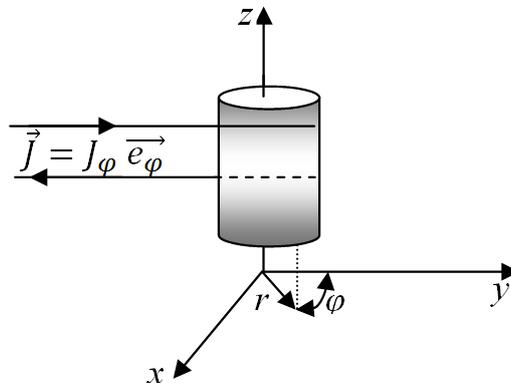


Fig. II.4. Système axisymétrique alimenté suivant la direction  $\varphi$

Alors, ici le courant  $J_s$  est dirigé suivant  $\varphi$  et le champ magnétique  $\vec{B}$  possède deux composantes, l'une suivant la direction  $r$  et l'autre suivant la direction  $z$ , imposant ainsi pour le potentiel vecteur  $\vec{A}$  a une seule composante  $A_\varphi$ . Lorsque le courant est orienté suivant la direction  $\varphi$ , alors le vecteur  $\vec{A} = A_\varphi \vec{e}_\varphi$ . Les différentes grandeurs vectorielles ont les composantes suivantes :

$$\begin{aligned}
 J_s = & \begin{matrix} 0 \\ J_\varphi \\ 0 \end{matrix} \begin{matrix} \vec{e}_r \\ \vec{e}_\varphi \\ \vec{e}_z \end{matrix} ; & E = & \begin{matrix} 0 \\ E_\varphi \\ 0 \end{matrix} \begin{matrix} \vec{e}_r \\ \vec{e}_\varphi \\ \vec{e}_z \end{matrix} ; & A = & \begin{matrix} 0 \\ A_\varphi \\ 0 \end{matrix} \begin{matrix} \vec{e}_r \\ \vec{e}_\varphi \\ \vec{e}_z \end{matrix} \\
 B = & \begin{matrix} B_r \\ 0 \\ B_z \end{matrix} \begin{matrix} \vec{e}_r \\ \vec{e}_\varphi \\ \vec{e}_z \end{matrix} ; & H = & \begin{matrix} H_r \\ 0 \\ H_z \end{matrix} \begin{matrix} \vec{e}_r \\ \vec{e}_\varphi \\ \vec{e}_z \end{matrix}
 \end{aligned}$$

En coordonnées cylindriques, nous avons :

$$\overrightarrow{rot} \vec{A} = \frac{1}{r} \begin{vmatrix} \vec{e}_r & \vec{e}_\varphi & \vec{e}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_r & A_\varphi & A_z \end{vmatrix} \quad (\text{II.30})$$

D'où :

$$\overrightarrow{rot} \vec{A} = \frac{1}{r} \left[ -\frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial z} \right] \vec{e}_r + \frac{1}{r} \left[ -\frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial r} \right] \vec{e}_z \quad (\text{II.31})$$

Soit :

$$\overrightarrow{rot} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \left[ -\frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{\mu r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) \right] \vec{e}_\varphi \quad (\text{II.32})$$

Remplaçant le terme  $rA_\varphi$  par  $A^*$ , l'équation (II.32) devient :

$$\frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{\mu r} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{\mu r} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right) - \frac{\sigma}{r} \frac{\partial A^*}{\partial t} = -J_s \quad (\text{II.33})$$

Cette dernière équation représente la formulation en potentiel vecteur magnétique du problème magnétodynamique pour dans le cas axisymétrique.

#### II. 4. Mise en œuvre de la MVF

Aujourd'hui, les outils numériques de simulation sont devenus très indispensables et performants grâce à la révolution technologique des calculateurs, et aux développements de modèles numériques adaptés aux problèmes rencontrés [WEN 05, PHU 06, YUS 07a]. Ces outils sont généralement intégrés à des plates-formes de simulation, telles que CIVA, FLUX, ANSYS, COMSOL et TEDDY [THE 05], et qui sont basés sur l'utilisation des méthodes numériques de

discrétisation. Ces dernières méthodes sont utilisées afin de passer d'un problème continu régi par une équation aux dérivées partielles (EDP) à un problème approché discret dont la solution conduit à la distribution des champs électromagnétiques. Il existe plusieurs méthodes de discrétisation telles que la méthode des différences finis (MDF), les éléments finis (MEF), les volumes finis (MVF) et la méthode des intégrales de frontières (MIF). Historiquement la MDF et la MEF sont utilisées depuis les années soixante dix. La MDF consiste à remplacer les dérivées partielles par des différences divisées ou combinaisons de valeurs ponctuelles de la fonction en un nombre fini de points discrets, leur avantages est la grande simplicité d'écriture et faible coût de calcul avec des Inconvénients qui se présentent dans sa limitation à des géométries simples et la difficulté de la prise en compte des conditions aux limites de type Neumann. La MEF est considérée comme la méthode la plus performante et la plus puissante, elle est utilisée dans plusieurs travaux de recherche. La MEF offre l'avantage de pouvoir être utilisée, en particulier, pour la modélisation des problèmes ayant des géométries complexes et n'est pas limitée à l'usage de maillages réguliers comme dans la MDF.

La méthode des volumes finis [Pat 80] premièrement utilisée dans la mécanique des fluides, commence à prendre place ces dernières années pour la résolution des problèmes en génie électrique. On la trouve dans la simulation des phénomènes de propagation d'ondes [REM 98], ainsi que dans la résolution des problèmes électrostatiques [DAV96]. En 2001, la méthode des volumes finis a été présentée dans [CHE 01] et [YAO 01] comme une nouvelle méthode pour la résolution des problèmes relatifs au calcul des courants induits. Par rapport aux éléments finis, la discrétisation par la méthode des volumes finis conduit à un système linéaire avec une matrice plus creuse. Cette particularité permet une convergence plus rapide des solveurs itératifs.

### II. 4. 1. MVF avec maillage rectangulaire

#### II. 4. 1. 1. Modèle 2D-cartésien

Rappelons la formulation magnétodynamique en coordonnées cartésiennes :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - j\omega\sigma A_z = -J_{sz} \quad (\text{II.34})$$

Dans cette première modélisation, le domaine d'étude  $\Omega$  est subdivisé en un nombre de volumes finis, où chaque volume fini entoure un nœud principal (Fig. II. 5).

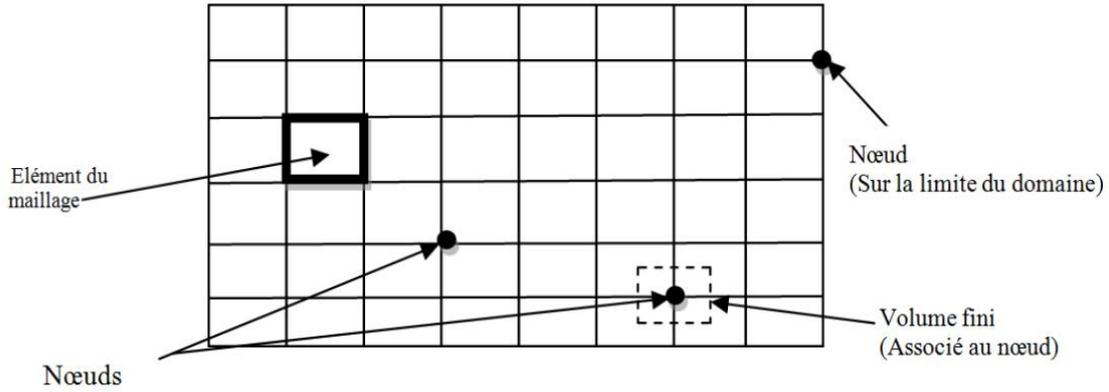


Fig. II.5. Maillage rectangulaire du domaine d'étude

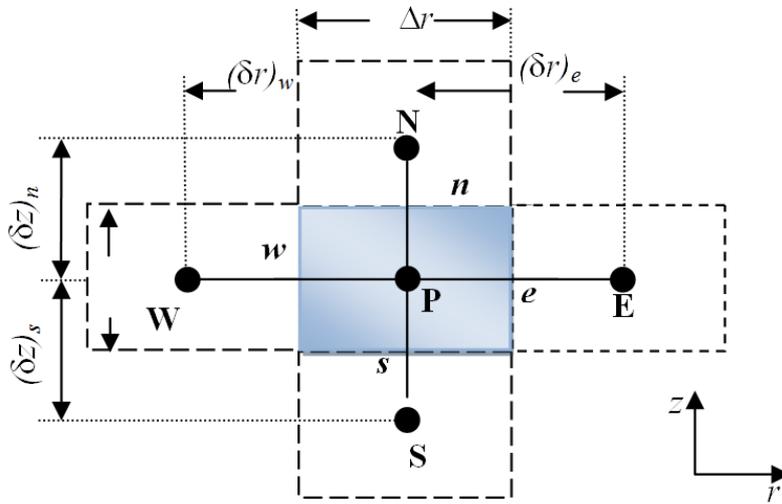


Fig. II.6. Description d'un volume fini.

La Figure (Fig. II. 6) montre le schéma de maillage rectangulaire utilisé dans cette modélisation. Chaque nœud principal 'P' est entouré par quatre nœuds voisins celui du Nord 'N', du Sud 'S', de l'Est 'E' et de l'Ouest 'W'. Le volume fini de nœud P est délimité par les facettes 'e', 'w', 'n', et 's'. L'application de la MVF consiste à intégrer l'équation EDP (II.34) sur le volume fini correspondant au nœud principal 'P', comme suit :

$$\iint_{x y} \left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy - j\omega\sigma \iint_{x y} A_z dx dy = \iint_{x y} [-J_{sz}] dx dy \quad (\text{II.35})$$

L'intégrale de la première partie de cette équation s'écrit :

$$\begin{aligned} & \iint_{w_s}^{e_n} \left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \right] dx dy + \iint_{w_s}^{e_n} \left[ \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy \\ &= \int_s^n \left[ \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right]_w^e dy + \int_w^e \left[ \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right]_s^n dx \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

Supposons que les dérivées du potentiel  $\frac{\partial A_z}{\partial x}$  aux facettes  $s$  et  $n$ , et la dérivée du potentiel  $\frac{\partial A_z}{\partial y}$  aux facettes  $e$  et  $w$ , sont constantes, on aura :

$$\left[ \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right]_w^e \int_s^n dy = \left[ \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right)_e - \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right)_w \right] \Delta y \quad (\text{II.37})$$

$$\left[ \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right]_s^n \int_w^e dx = \left[ \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right)_n - \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right)_s \right] \Delta x \quad (\text{II.38})$$

L'idée de la MVF consiste à considérer ensuite une variation linéaire du potentiel à travers les facettes (Fig. II. 7), on peut alors écrire :

$$\left[ \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right)_e - \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right)_w \right] \Delta y = \left[ \frac{1}{\mu_e} \frac{A_z^E - A_z^P}{\Delta x_e} - \frac{1}{\mu_w} \frac{A_z^P - A_z^W}{\Delta x_w} \right] \Delta y \quad (\text{II.39})$$

$$\left[ \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right)_n - \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right)_s \right] \Delta x = \left[ \frac{1}{\mu_n} \frac{A_z^N - A_z^P}{\Delta y_n} - \frac{1}{\mu_s} \frac{A_z^P - A_z^S}{\Delta y_s} \right] \Delta x \quad (\text{II.40})$$

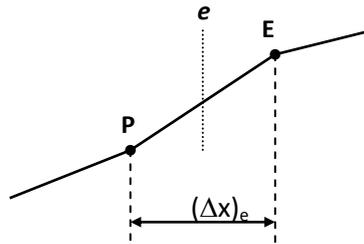


Fig. II.7. Approximation linéaire du potentiel à travers la facette  $e$ .

L'intégration du deuxième terme dans l'équation (II.34), donne :

$$j\omega\sigma \iint_{xy} A_z dx dy = j\omega\sigma A_p^z \Delta x \Delta y \quad (\text{II.41})$$

L'intégrale de la partie droite de l'équation (II.34), abouti à :

$$\iint_{x y} [-J_{sz}] dx dy = -J_{sz} \Delta x \Delta y \quad (\text{II.42})$$

Le calcul de tous les termes intégraux conduits à une équation algébrique de la forme :

$$\left[ \frac{1}{\mu_e} \frac{A_z^E - A_z^P}{\Delta x_e} - \frac{1}{\mu_w} \frac{A_z^P - A_z^W}{\Delta x_w} \right] \Delta y + \left[ \frac{1}{\mu_n} \frac{A_z^N - A_z^P}{\Delta y_n} - \frac{1}{\mu_s} \frac{A_z^P - A_z^S}{\Delta y_s} \right] \Delta x - j\omega\sigma A_p^z \Delta x \Delta y = J_{sz} \Delta x \Delta y \quad (\text{II.43})$$

Cette équation peut être écrite sous la forme suivante :

$$k_p A_z^P = k_E A_z^E + K_W A_z^W + K_S A_z^S + K_N A_z^N + C_s \quad (\text{II.44})$$

Tels que ses coefficients sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_E = \frac{\Delta y}{\mu_e \Delta x_e} \\ k_w = \frac{\Delta y}{\mu_w \Delta x_w} \\ k_n = \frac{\Delta x}{\mu_n \Delta y_n} \\ k_s = \frac{\Delta x}{\mu_s \Delta y_s} \\ k_p = k_E + k_W + k_S + k_N \\ C_s = J_{sz} \Delta x \Delta y \end{array} \right. \quad (\text{II.45})$$

Avec les perméabilités aux différentes facettes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_e = \frac{\Delta x_w \mu_P + \Delta x_e \mu_E}{2\Delta x} \\ \mu_w = \frac{\Delta x_e \mu_P + \Delta x_w \mu_W}{2\Delta x} \\ \mu_n = \frac{\Delta y_s \mu_P + \Delta y_n \mu_N}{2\Delta y} \\ \mu_s = \frac{\Delta y_n \mu_P + \Delta y_s \mu_S}{2\Delta y} \end{array} \right. \quad (\text{II.46})$$

L'équation (II.44) relie chaque nœud principal 'P' avec les nœuds voisins 'E', 'W', 'S' et 'N'. Si la discrétisation géométrique du domaine d'étude comporte  $n$  nœuds, cela aboutit à un système algébrique à  $N$  équations à  $N$  inconnues, qui exprime les valeurs nodales du potentiel  $A_z$  :

$$[K][A_z] = [J_s] \quad (\text{II.47})$$

La matrice  $K$  construite par la méthode des volumes finis est une matrice creuse et symétrique. Cette propriété conduit à une résolution moins couteuse en terme temps de calcul.

### II. 4. 1. 2. Modèle axisymétrique

Rappelons la formulation axisymétrique suivante :

$$\frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{\mu r} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{\mu r} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right) - \frac{\sigma}{r} \frac{\partial A^*}{\partial t} = -J_s \quad (\text{II.48})$$

On l'intègre l'équation différentielle (II.48) sur le volume fini correspondant au nœud "P", on obtient :

$$\iint_{r,z} \left[ \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right) \right] dr dz = \iint_{r,z} \left[ \frac{\sigma}{r} \frac{\partial A^*}{\partial t} - J_s \right] dr dz \quad (\text{II.49})$$

Si les courants d'excitation sont de nature alternative, l'utilisation de la représentation complexe permet alors d'écrire :

$$\iint_{r,z} \left[ \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right) \right] dr dz = \iint_{r,z} \left[ j\omega \frac{\sigma}{r} A^* - J_s \right] dr dz \quad (\text{II.50})$$

L'intégrale de la partie gauche de l'équation (II.50) sur le volume fini délimité par les facettes  $e$ ,  $w$ ,  $s$  et  $n$  est :

$$\iint_{w,s}^e \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right) dr dz + \iint_{w,s}^e \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right) dr dz = \int_w^e \left[ \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right]_s^n dr + \int_s^n \left[ \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right]_w^e dz \quad (\text{II.51})$$

On suppose que les dérivées du potentiel  $\frac{\partial A^*}{\partial r}$  aux facettes  $s$  et  $n$ , et les dérivées du potentiel  $\frac{\partial A^*}{\partial z}$  aux facettes  $e$  et  $w$  sont constantes, on aura :

$$\begin{aligned} & \left[ \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right]_s^n \int_w^e dr + \left[ \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right]_w^e \int_s^n dz = \\ & \left[ \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right)_n - \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right)_s \right] \Delta r + \left[ \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right)_e - \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial A^*}{\partial r} \right)_w \right] \Delta z \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

De même, comme dans le cas cartésien, on considère une variation linéaire du potentiel à travers les facettes, l'équation II.52 nous à donner :

$$\left[ \frac{1}{r_n \mu_n} \frac{A_N^* - A_P^*}{(\delta z)_n} - \frac{1}{r_n \mu_s} \frac{A_P^* - A_S^*}{(\delta z)_s} \right] \Delta r + \left[ \frac{1}{r_e \mu_e} \frac{(A^*)_E - (A^*)_P}{(\delta r)_e} - \frac{1}{r_w \mu_w} \frac{(A^*)_P - (A^*)_W}{(\delta r)_w} \right] \Delta z \quad (\text{II.53})$$

L'intégrale de la partie droite de l'équation (II.50) donne :

$$\int_z \left( j\omega \frac{\sigma}{r} A^* - J_s \right) dr dz = \left[ j\omega \frac{\sigma_p}{r_p} A_p^* - J_{sp} \right] \Delta r \Delta z \quad (\text{II.54})$$

Après réarrangement, on obtient l'équation algébrique suivante :

$$k_p A_p^* = k_E A_E^* + k_W A_W^* + k_S A_S^* + k_N A_N^* + D_p \quad (\text{II.55})$$

Tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_E = \frac{\Delta z}{\mu_e r_e (\delta r)_e} \\ k_W = \frac{\Delta z}{\mu_w r_w (\delta r)_w} \\ k_N = \frac{\Delta r}{r_n \mu_n (\delta z)_n} \\ k_S = \frac{\Delta r}{r_s \mu_s (\delta z)_s} \\ k_p = k_E + k_W + k_N + k_S + j\omega \frac{\sigma_p}{r_p} \Delta r \Delta z \\ D_p = J_{sp} \Delta r \Delta z \end{array} \right. \quad (\text{II.56})$$

Les perméabilités magnétiques aux facettes du volume fini sont à exprimer de la même façon que dans le cas cartésien.

## II. 4. 2. MVF avec maillage triangulaire

### II. 4. 2. 1. Modèle 2D-cartésien

Réécrivons la formulation en coordonnées cartésiennes :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - j\omega A_z = -J_{sz} \quad (\text{II.57})$$

On sait que :

$$\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{grad}} A_z = \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \vec{i} + \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \vec{j} \quad (\text{II.58})$$

D'où :

$$\text{div} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{grad}} A_z \right) = \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \quad (\text{II.59})$$

Tenons compte les équations (II.57) et (II.59), on peut écrire:

$$\operatorname{div} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \right) = -J_{sz} \quad (\text{II.60})$$

Dans le cas d'un maillage triangulaire, le domaine d'étude  $\Omega$  est subdivisé en un nombre d'éléments triangulaires, dont chaque triangle est dit 'volumes fini' et entoure un nœud principal (Fig. II. 8).

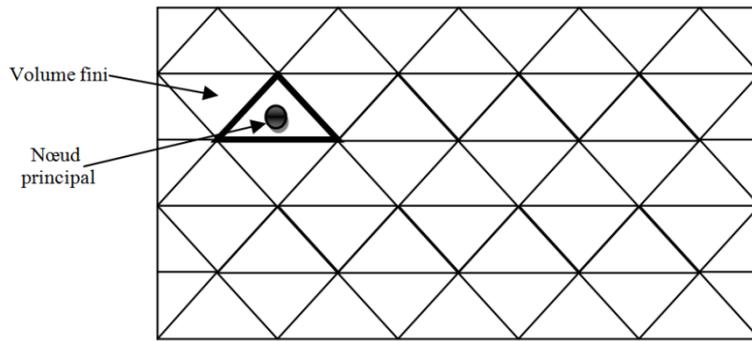


Fig. II.8. Maillage en volumes finis triangulaires du domaine d'étude

Chaque nœud principal 'P' est entouré par les trois nœuds voisins 'A', 'B' et 'C' (Fig. II. 9). Le volume fini est délimité par les arêtes: 'a<sub>1</sub>', 'a<sub>2</sub>' et 'a<sub>3</sub>'. 'da<sub>1</sub>', 'da<sub>2</sub>' et 'da<sub>3</sub>' sont respectivement les longueurs des arêtes 'a<sub>1</sub>', 'a<sub>2</sub>' et 'a<sub>3</sub>', et 'dl<sub>1</sub>', 'dl<sub>2</sub>' et 'dl<sub>3</sub>' sont respectivement les distances nodales 'P-A', 'P-B' et 'P-C'.

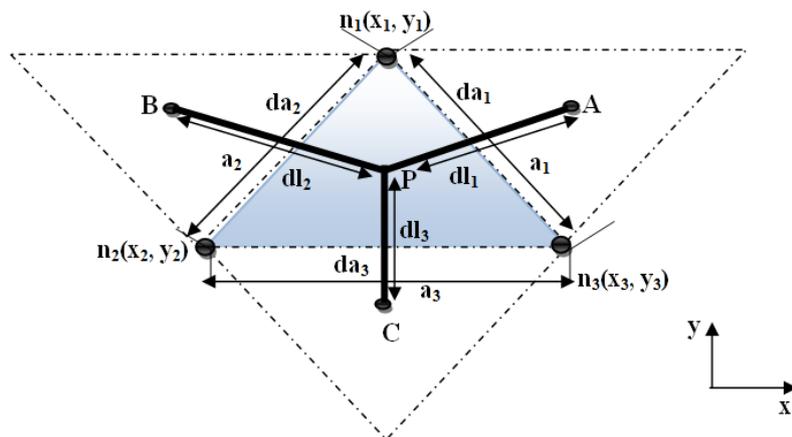


Fig. II. 9. Description d'un volume fini triangulaire en coordonnées cartésiennes

On l'intègre l'équation (II.60) sur le volume fini triangulaire de nœud 'P' et de surface  $p$ , on obtient :

$$\iint_{S_p} \operatorname{div} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \right) ds - \iint_{S_p} jw\sigma A_z ds = \iint_{S_p} -J_{sz} ds \quad (\text{II.61})$$

On pose :

$$I = \iint_{S_p} \operatorname{div} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \right) ds \quad (\text{II.62})$$

L'utilisation de la loi de Green–Ostrogradski permet de transformer l'intégrale surfacique en une intégrale de contour  $\partial S_p$  entourant la surface  $S_p$ , d'où :

$$I = \oint_{\partial S_p} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \cdot \vec{n} \right) da \quad (\text{II.63})$$

Avec  $a$  et  $\vec{n}$  sont respectivement l'abscisse curviligne et le vecteur unitaire normal à la surface  $S_p$  dirigé vers l'extérieur. Transformons l'intégral de contour fermé en somme, l'équation (II.63) devient alors :

$$I = \sum_{i=1}^3 da_i \left( \frac{1}{\mu_{ai}} \overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \cdot \vec{n}_i \right) |_{a_i} \quad (\text{II.64})$$

$$I = da_1 \left( \frac{1}{\mu_{a1}} \overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \cdot \vec{n}_1 \right) |_{a_1} + da_2 \left( \frac{1}{\mu_{a2}} \overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \cdot \vec{n}_2 \right) |_{a_2} + da_3 \left( \frac{1}{\mu_{a3}} \overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \cdot \vec{n}_3 \right) |_{a_3} \quad (\text{II.65})$$

Il faut donc évaluer  $\overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \cdot \vec{n}_i$  sur chaque arête du triangle  $a_i$  ( $i=1, 2, 3$ ). Considérons un maillage triangulaire orthogonal, le terme  $\overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \cdot \vec{n}_i$  peut aisément être approché par une différence finie de la forme :

$$\overrightarrow{\operatorname{grad}} A_z \cdot \vec{n}_i |_{a_i} = \frac{A_z^{A,B,C} - A_z^p}{dl_i} \quad (\text{II.66})$$

Donc :

$$I = da_1 \frac{1}{\mu_{a1}} \frac{A_z^A - A_z^p}{dl_1} + da_2 \frac{1}{\mu_{a2}} \frac{A_z^B - A_z^p}{dl_2} + da_3 \frac{1}{\mu_{a3}} \frac{A_z^C - A_z^p}{dl_3} \quad (\text{II.67})$$

De même, l'intégrale de la partie droite de l'équation (II.61) s'exprime :

$$\iint_{S_p} -J_{sz} ds = -J_{sz} S_p \quad (\text{II.68})$$

$S_p$  est la surface du triangle. Finalement, on obtient l'équation algébrique suivante :

$$k_p A_z^p = k_A A_z^A + k_B A_z^B + k_C A_z^C + C_s \quad (\text{II.69})$$

Tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_A = \frac{da_1}{\mu_{a1} dl_1} \\ k_B = \frac{da_2}{\mu_{a2} dl_2} \\ k_C = \frac{da_3}{\mu_{a3} dl_3} \\ k_p = k_A + k_B + k_C \\ C_s = J_{sz} S_p \end{array} \right. \quad (\text{II.70})$$

$\mu_{a1}$ ,  $\mu_{a2}$  et  $\mu_{a3}$  sont respectivement les perméabilités magnétiques aux arrêtes  $a_1$ ,  $a_2$  et  $a_3$ .

#### II. 4. 2. 2. Modèle axisymétrique

Dans le cas du maillage triangulaire en axisymétrie, chaque volume fini principal 'D<sub>p</sub>' de nœud 'P' est délimité par trois arêtes de longueurs 'd<sub>a1</sub>', 'd<sub>a2</sub>' et 'd<sub>a3</sub>', et possède trois volumes finis voisins 'D<sub>1</sub>', 'D<sub>2</sub>' et 'D<sub>3</sub>' de nœuds 'P<sub>1</sub>', 'P<sub>2</sub>' et 'P<sub>3</sub>'. De la même manière, comme dans le cas précédent, on intègre la formulation axisymétrique sur l'élément D<sub>p</sub>. Les calculs de cette intégrale conduit à une équation algébrique finale de la forme :

$$A_p = \frac{1}{c_p} (K_1 A_1 + K_2 A_2 + k_3 A_3 + c_s) \quad (\text{II.72})$$

Tels que ses coefficients sont donnés par :

$$K_i = \frac{d_{ai}}{d_{li} \mu \sin(d_{ai}, d_{li})}, i = 1, 2, 3 \quad (\text{II.73})$$

$$c_s = J_s \cdot S_p \quad (\text{II.74})$$

$$k_p = j\omega\sigma S + c_1 + c_2 + c_3 \quad (\text{II.75})$$

#### II. 5. Méthodes de résolution des systèmes d'équations algébriques

Pour la résolution des quatre systèmes d'équations algébriques linéaires obtenues et qui sont relatifs aux modèles suivants :

- ✓ Modèle 2D-cartésien rectangulaire
- ✓ Modèle axisymétrique rectangulaire
- ✓ Modèle 2D-cartésien triangulaire
- ✓ Modèle axisymétrique triangulaire

Il existe deux grandes familles de méthodes :

- ✓ les méthodes directes
- ✓ Les méthodes itératives.

Les méthodes directes sont applicables pour les systèmes linéaires dont le nombre d'élément est réduit. Elles sont précises et exactes mais demandent beaucoup d'espace mémoire et de temps de calcul. Parmi les méthodes directes nous citons la méthode de Cramer, la méthode de Gauss, la méthode de Jordon, .....etc. Dans la pratique, ce sont les méthodes itératives qui sont les plus utilisées et en particulier pour les systèmes algébriques de grand taille. Le principe des méthodes itératives consiste à passer d'un estimé  $X^{(k)}$  de la solution à un autre estimé  $X^{(k+1)}$  de cette solution. S'il y a convergence, la solution ne pourrait être atteinte qu'après un nombre d'itérations. Parmi ces méthodes, nous citons la méthode de Jacobi, la méthode de Gauss-Seidel et la méthode de sur-relaxation.

✓ **Méthode de Jacobi**

Elle est basée sur l'équation itérative suivante :

$$X_i^{(k+1)} = \frac{b_i - \sum a_{ij} X_j^k}{a_{ij}} ; (i \neq j), i = 1, \dots, n \tag{II.76}$$

On commence par une valeur initiale  $X_i^0$  pour ( $k=0$ ), le calcul sera arrêté si  $|X_i^{(k+1)} - X_i^k| < er$ , dans le cas d'une précision absolue et  $\frac{|X_i^{(k+1)} - X_i^k|}{X_i^k} < \varepsilon$  dans le cas d'une précision relative.  $er$  et  $\varepsilon$  sont les précisions imposées par l'utilisateur.

✓ **Méthode de Gauss- Seidel**

L'équation itérative de la méthode de Gauss-Seidel est :

$$X_i^{(k+1)} = \frac{b_i - \sum_{j=1}^{(i-1)} a_{ij} X_j^{(k+1)} - \sum_{j=(i+1)}^n a_{ij} X_j^k}{a_{ij}} ; i = 1, \dots, n \tag{II.77}$$

De même donnant une valeur initiale  $X_i^0$  (pour  $k=0$ ), le processus sera arrêté si :  $\frac{|X_i^{(k+1)} - X_i^k|}{X_i^k} < er$  dans le cas d'une précision relative.  $er$  est la précision imposée par l'utilisateur.

✓ **Méthode de sur-relaxation**

La méthode de sur-relaxation est une variante de la méthode de Gauss-Seidel pour résoudre un système d'équations linéaires. La convergence de cet algorithme est généralement plus rapide que

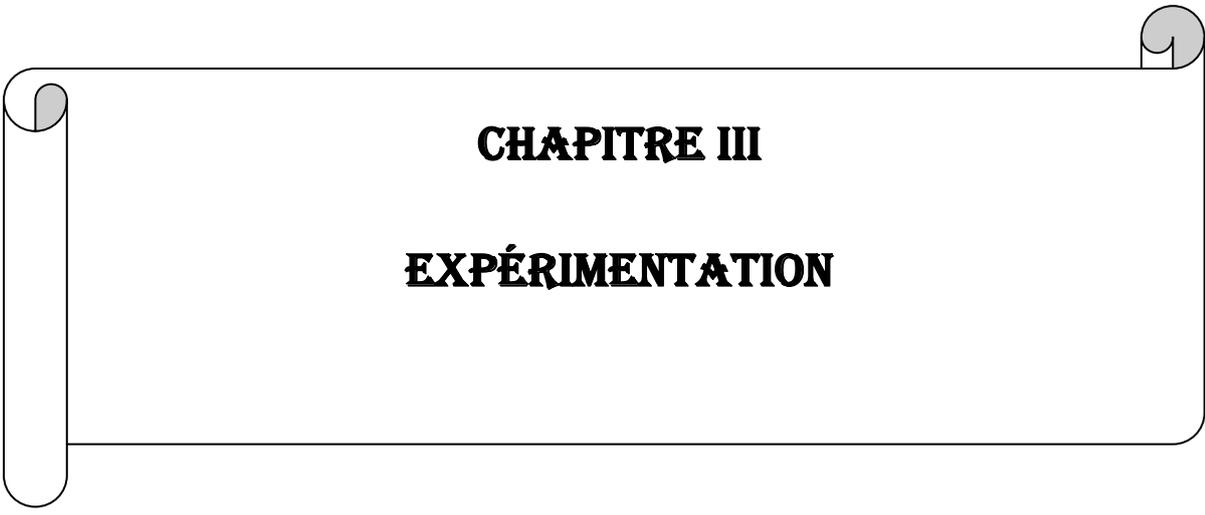
celle de Gauss-Seidel. Comme dans les méthodes itératives, ici également, il est aisé de calculer la variable  $X^{(n+1)}$  par l'équation itérative suivante :

$$X_i^{(n+1)} = (1 - w)x_i^{(n)} \frac{w}{a_{ii}} \left( b_i - \sum_{j>1} a_{ij} x_j^{(n)} - \sum_{j<1} a_{ij} x_j^{(n+1)} \right), \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (\text{II.78})$$

Le choix du facteur de relaxation  $w$  doit être compris entre 1 et 2. Notons que pour un facteur de relaxation égale 1, on tombe sur la méthode de Gauss-Seidel.

## II. 6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté différentes formulations relatives au problème magnétodynamique. En considération du type d'application à traiter, le cas cartésienne et cylindrique axisymétrique a été détaillé. Ainsi que la présentation de quelques méthodes numériques de discrétisation. Ici, la méthode des volumes finis (MVF) à été choisi pour la transformation des équations EDP en équations algébriques. Nous avons présenté ainsi la discrétisation avec maillage rectangulaire et le maillage triangulaire, aussi des méthodes de résolution des systèmes d'équations algébriques. Une présentation des méthodes de caractérisation électromagnétique des matériaux magnétique qui est une étape nécessaire pour faire un CND-CF sont cité dans ce chapitre.



**CHAPITRE III**  
**EXPÉRIMENTATION**

### III. 1. Introduction

Lors de la fabrication des pièces mécaniques, certains constructeurs réalisent des couches minces conductrices comme revêtement des surfaces extérieures pour les protéger au cours de leur utilisation. Généralement ces couches d'épaisseur d'environ 100 micron-mètre sont réalisées soit en Aluminium, en Zinc ou en alliages Aluminium/Zinc, on parle alors d'aluminisation [GUO 15; PED 05; XIA 06]. La mesure et le contrôle de l'épaisseur de ces couches est une tâche très importante et primordiale afin de maintenir l'efficacité de ce type de revêtement, surtout si le domaine d'utilisation de ces pièces est sensible telle que l'aéronautique, l'industrie nucléaire, ...etc.

En effet, il existe plusieurs techniques de mesure d'épaisseur des matériaux, telle que les ultrasons, les courants de Foucault, ... [YIN 07, RÖP 00, HON 15]. Cependant, les méthodes de mesure basées sur les courants de Foucault sont les plus répandues [QUZ 14, VAR 15 WEI 08].

Pour déterminer l'épaisseur par la méthode se basant sur les courants de Foucault, les propriétés électromagnétiques doivent être connues [VAR 15, HON 15, QUZ 14, RÖP 00, THE 06, THE 05]. Il est alors indispensable de déterminer la perméabilité magnétique et la conductivité électrique des matériaux mis en jeu. C'est dans ce contexte que nous nous intéressons à la réalisation pratique d'un banc d'essais, dédié aux mesures expérimentales suivantes :

- ✓ Perméabilité magnétique d'une plaque d'Acier XC42,
- ✓ Conductivité électrique du même matériau,
- ✓ Epaisseur des plaques en Aluminium,
- ✓ Epaisseur d'une couche Aluminium placée sur l'acier.

### III. 2. Mesure de la perméabilité magnétique

Dans la littérature, plusieurs travaux se sont intéressés à la réalisation pratique de l'hystérésigraphe, en utilisant un circuit magnétique fermé sur lui-même [AST 01, POL 08, KIS 04, ISA 09, SAL 09], pour enregistrer la caractéristique  $B(H)$  du matériau ferromagnétique constituant ce circuit. Connaissant le champ magnétique d'excitation, la connaissance de la caractéristique  $B(H)$  du matériau est critique pour le calcul des grandeurs électromagnétiques par le biais d'une méthode adéquate qui traite la non-linéarité, parmi ces méthodes on peut citer par exemple la technique dite M-B (M est l'aimantation) [CHE 07, CLE 00, HAM 11].

Dans notre cas nous proposons une autre méthode de prélèvement du cycle d'hystérésis, qui consiste à mesurer l'impédance d'une bobine réalisée autour du matériau magnétique à caractériser.

La Figure III.1 représente un tore en acier fabriqué par ‘tournage’ pour la caractérisation. Comme dans un hystérésigraphe, le tore constitue le circuit magnétique fermé entouré par deux bobines, primaire de  $N_1$  spires et secondaire de  $N_2$  spires, comme un transformateur électrique.



Fig. III.1. Tore en acier à caractériser, dimensions en mm

Le bobinage primaire est parcouru par un courant source  $i_1(t)$ , dans lequel on insère un capteur de mesure de courant. Un capteur de mesure de tension est placé au niveau du bobinage secondaire. La connaissance du courant primaire et la tension secondaire permet la mesure, respective,

- du champ d'excitation  $H(t)$  circulant dans le tore

$$H(t) = \frac{N_1}{l_{eff}} i_1(t) \quad (III.1)$$

Où  $l_{eff}$  la longueur moyenne du tore.

- de l'induction magnétique  $B(t)$  circulant dans le tore :

$$B(t) = \frac{1}{A_{eff} \cdot N_2} \int u_2(t) dt \quad (III.2)$$

Avec,  $A_{eff}$  est la section du circuit magnétique,  $\varphi$  est le flux magnétique à travers cette section et  $u_2(t)$  la tension aux bornes de l'enroulement secondaire. A partir des signaux  $H(t)$  et  $B(t)$ , on en déduit facilement la caractéristique  $B(H)$  du matériau constituant le tore.

Ainsi, Le premier banc d'essais réalisé au sein du laboratoire ‘‘LGEB’’ concerne la détermination de la perméabilité magnétique à partir de la caractéristique  $B(H)$ , il est constitué des éléments suivants (Fig. III. 2) :

- ✓ Générateur de tension à amplitude et fréquence variables TTI-TG2000/20MHz
- ✓ Un rhéostat et une résistance ‘shunt’,

- ✓ Un circuit passif R2-C comme intégrateur analogique.
- ✓ Une carte d'acquisition à plusieurs entrées et sorties analogiques DAQ NI-PCI-6036E,
- ✓ Un ordinateur équipé du logiciel Labview.

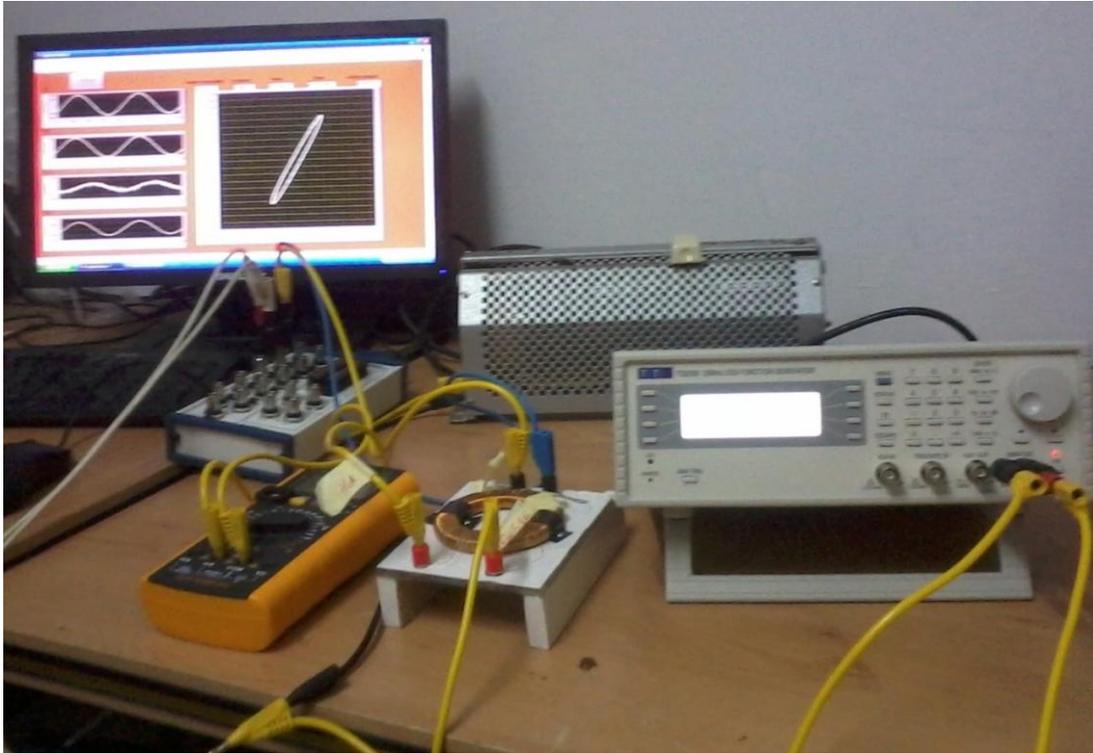


Fig. III. 2. Banc d'essais pour la mesure de la perméabilité magnétique.

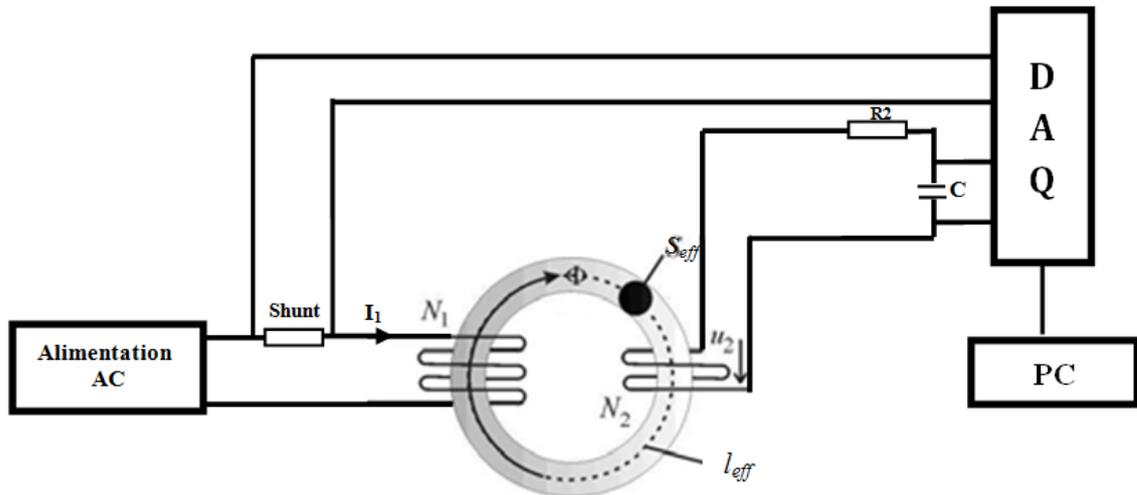
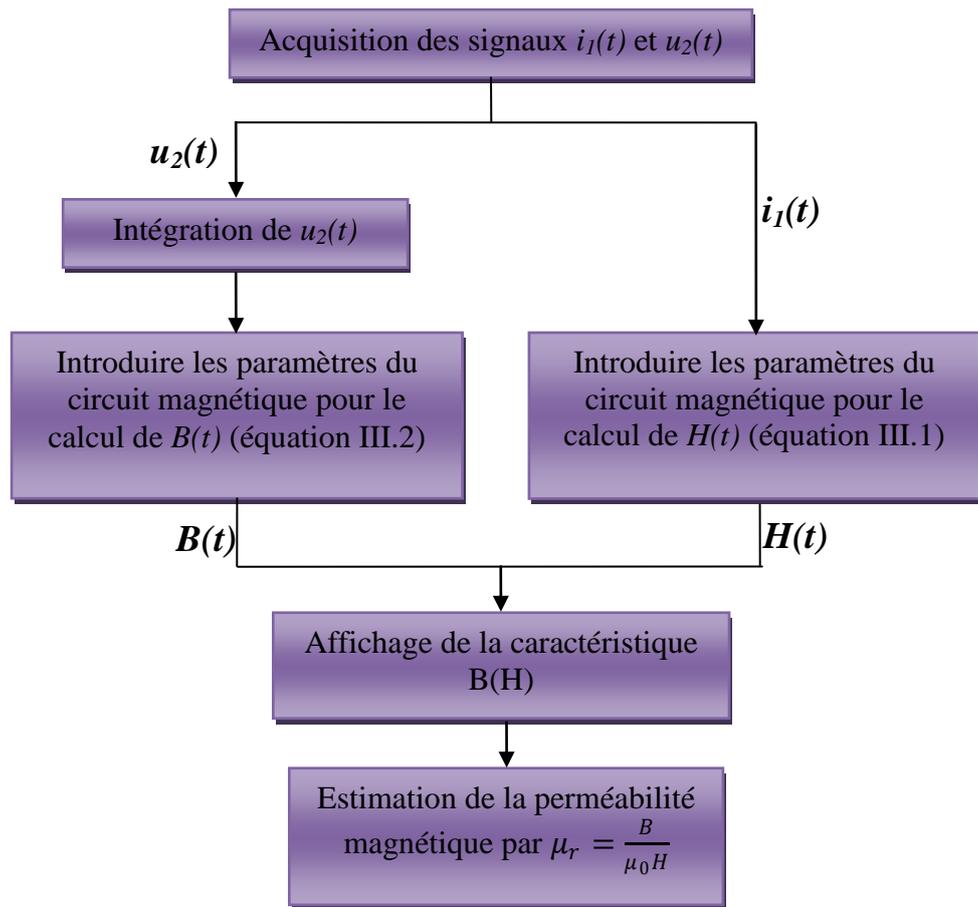
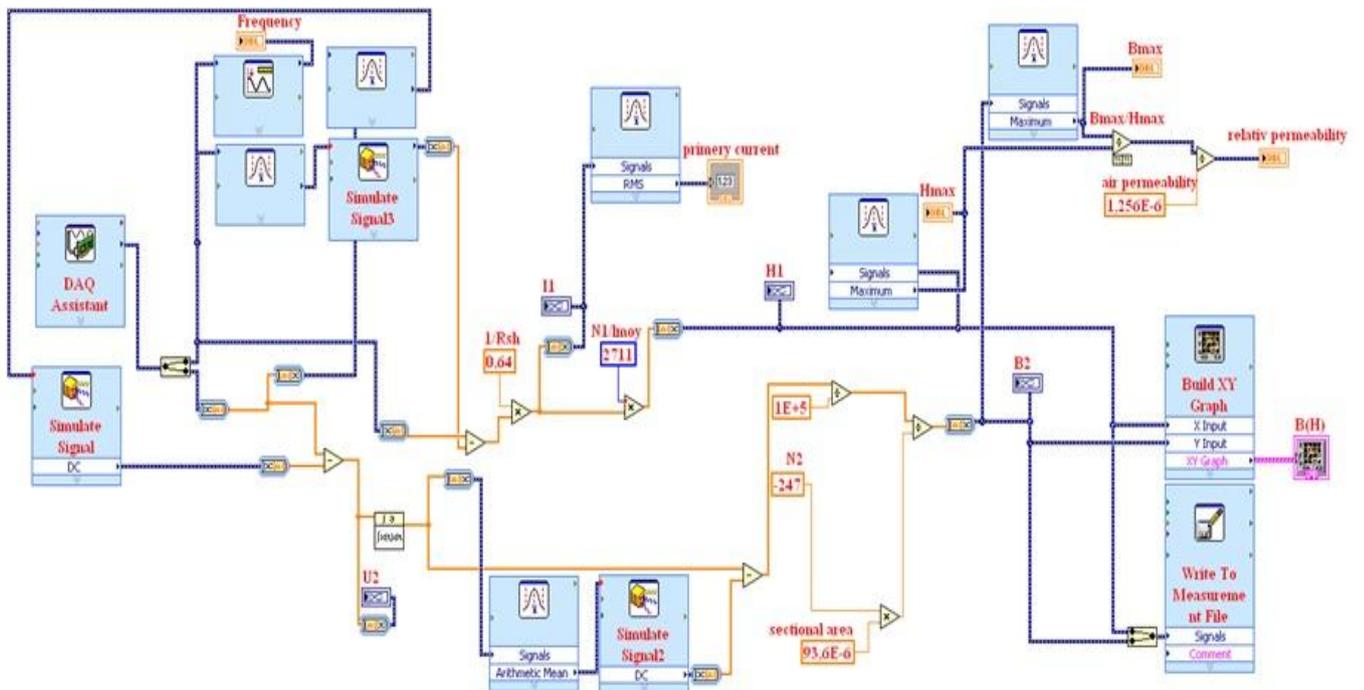


Fig. III. 3. Schéma correspondant du montage du banc d'essais.

Le banc d'essais est piloté par un programme réalisé sous l'environnement Labview. Ce programme permet à la fois, la commande du générateur de tension et le traitement des signaux  $i_1(t)$  et  $u_2(t)$  afin de visualiser la courbe  $B(H)$  sur l'écran de l'ordinateur. Les Figures (Fig. III.4 et Fig. III.5), montrent respectivement, l'organigramme et l'interface du programme Labview développé.



(a)



(b)

Fig. III. 4. Organigramme du programme Labview : mesure de la perméabilité magnétique

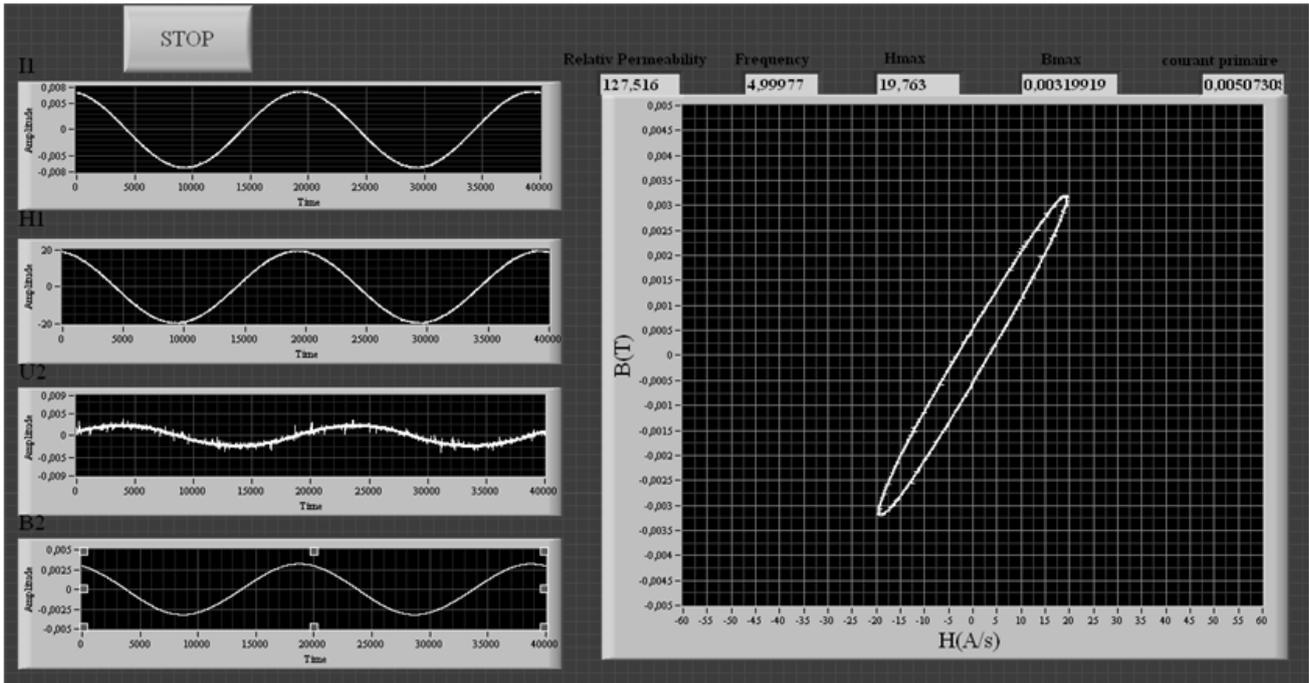


Fig. III. 5. Interface du programme Labview : mesure de la perméabilité magnétique.

La Figure (Fig. III. 6) montre les caractéristiques  $B(H)$  enregistrées par le banc d'essais, pour différentes fréquences du courant primaire : 5, 10, 100 et 1000 Hz, dont la valeur efficace du courant vaut 5mA.

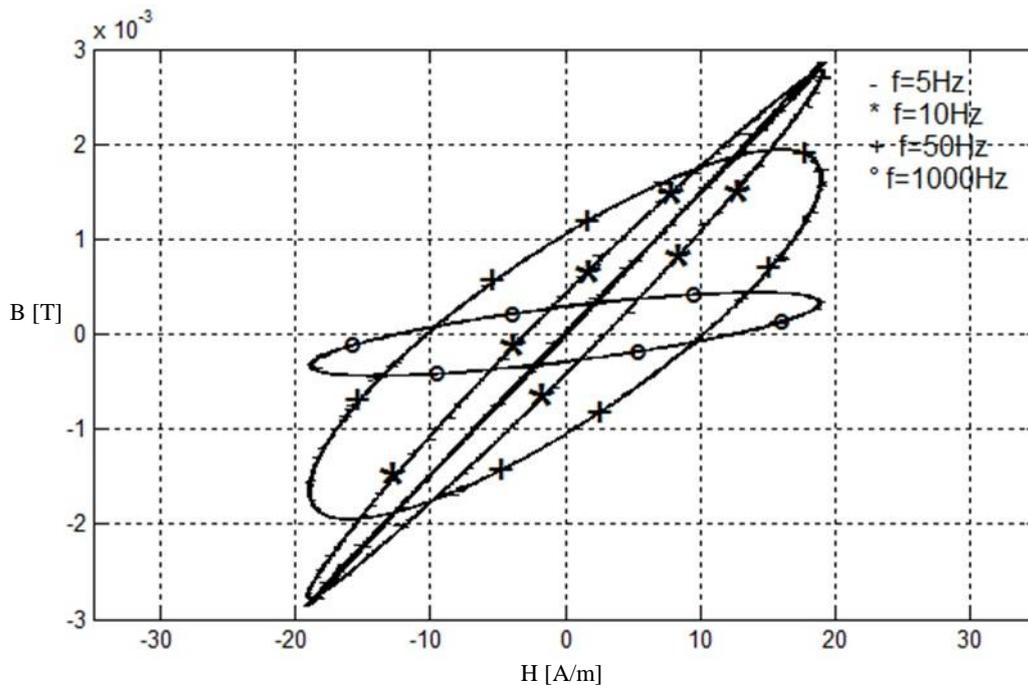


Fig. III. 6. Caractéristiques  $B(H)$  de l'acier pour différentes fréquences,  $i_1=5\text{mA}$

A partir des cycles  $B(H)$  on déduit la perméabilité magnétique relative du matériau par la relation suivante :

$$\mu_r = \frac{\Delta B}{\mu_0 \cdot \Delta H} \quad (\text{III.3})$$

Le Tableau III.1 montre les valeurs de la perméabilité magnétique relative en fonction de la fréquence du courant primaire. Les résultats obtenus montrent bien que la perméabilité magnétique relative diminue avec l'augmentation de la fréquence.

Fréquence(Hz)	Perméabilité magnétique relative du matériau
5	126
10	123
50	86
1000	20

Tab. III. 1. Evolution de la perméabilité magnétique relative en fonction de la fréquence

### III. 3. Mesure de la conductivité électrique

#### III. 3. 1. Méthode de quatre pointes

Pour l'application de cette méthode, nous avons utilisé une source de courant DC de référence TTi-QPX1200 pour l'alimentation de l'échantillon (plaque d'Acier) et un voltmètre de précision de type Keithley pour la mesure de la tension (Fig. III. 7). L'échantillon utilisé est de 7.2mm d'épaisseur, 120mm de largeur et 150mm de longueur. Les électrodes qui représentent les quatre pointes sont des conducteurs pointus en cuivre équidistants, avec  $s = 5\text{cm}$ .



Fig. III. 7. Mesure expérimentale de la conductivité électrique par quatre pointes

Pour affirmer les résultats de la conductivité électrique de l'acier, nous avons effectué plusieurs mesures en déplaçant les quatre électrodes et en variant la valeur du courant d'alimentation (Fig. III. 8). Les résultats de mesure pour cinq positions des électrodes sont illustrés dans le Tableau III. 2. La conductivité est calculée en appliquant la formule I. 21.

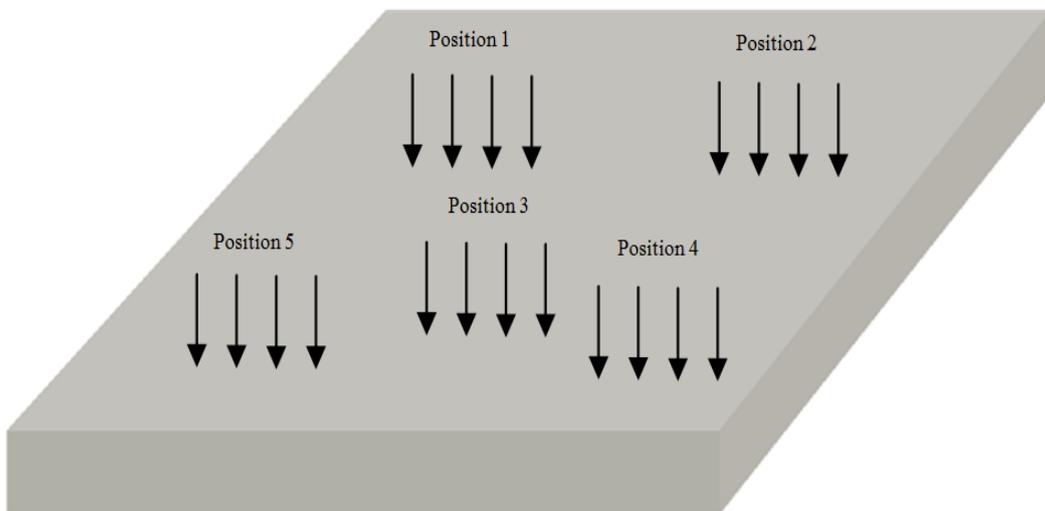


Fig. III. 8. Changement de la position des électrodes dans la méthode quatre pointes

Position des électrodes	Courant d'alimentation I (A)	Tension mesurée V ( $\mu$ V)	Conductivité électrique $\sigma$ (MS/m)
1	0.5	3.56	4.30
2	1	7.30	4.20
3	1.5	10.80	4.25
4	2	14.32	4.28
5	2.5	17.99	4.26
Valeur Moyenne			<b>4.26</b>

Tab. III. 2. Résultats expérimentaux obtenus par la méthode quatre pointes

Dans cette même méthode, nous avons utilisé un autre instrument de haute précision équipé de quatre bornes conçues spécialement pour la méthode de quatre pointes. L'échantillon utilisé ici est conçu du même matériau que l'échantillon précédent, sauf que son épaisseur est égale à 1.5 mm , et la distance entre les électrodes vaut 50mm.

Les résultats obtenus par cet instrument sont illustrés dans (Tab. III.3).

Positions des électrodes	Courant d'alimentation I (A)	Tension mesurée V ( $\mu$ V)	Conductivité électrique $\sigma$ (MS/m)
1	0.5	17.42	4.22
2	1	34.77	4.23
3	1.5	52.28	4.22
4	2.5	86.52	4.24
Valeur Moyenne			<b>4.23</b>

Tab. III. 3. Résultats expérimentaux obtenus par un instrument pour quatre pointes

On remarque que les résultats obtenus par les deux méthodes de mesure sont très proches, avec un écart relatif de 3% dû essentiellement aux variations des propriétés géométriques dont la méthode de quatre pointes est sensible.

### III. 3. 2. Méthode basée sur les courants de Foucault

Le montage expérimental relatif à la mesure de la conductivité électrique du même échantillon est montré sur la figure (Fig. III. 9). La méthode de caractérisation basée sur les courants de Foucault, en plus de la mesure expérimentale, nécessite un calcul du paramètre mesurable, dans notre cas c'est l'impédance électrique du capteur, par une méthode adéquate. Nous avons opté ici pour un calcul de l'impédance du capteur par la méthode des volumes finis (II. 4. 2. 2.) implémentée sous Matlab. La perméabilité magnétique du matériau à caractériser étant déterminée précédemment.

Les dimensions géométriques utilisées pour le calcul numérique sont montrées sur la Fig. III. 10. Le problème électromagnétique équivalent est constitué d'un capteur ponctuel placé au-dessus d'une plaque d'acier avec un lift-off=0.5 mm. Le courant d'excitation est  $I = 8\text{mA}$  avec  $f = 1\text{kHz}$ .

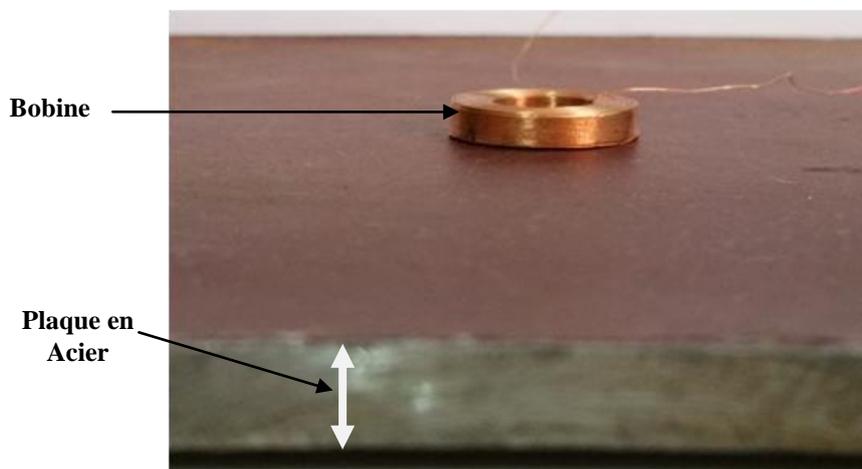


Fig. III. 9. Mesure de la conductivité électrique par courants de Foucault

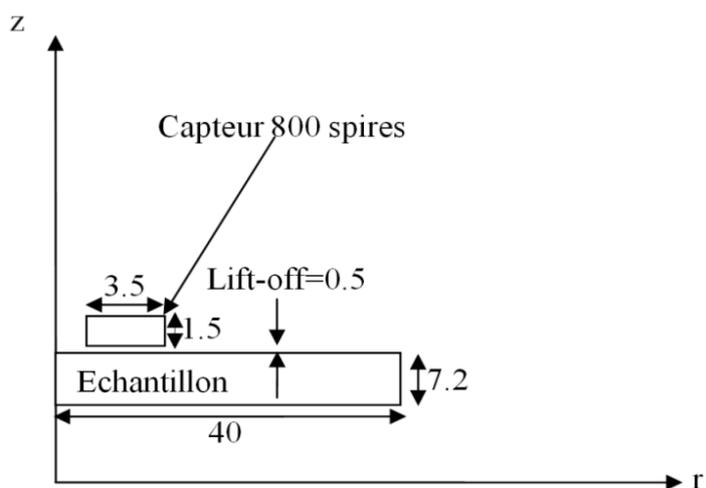


Fig. III. 10. Dimensions géométriques du dispositif

Ce problème d'inversion repose sur la minimisation de la fonction objectif suivante :

$$f_{obj} = \sqrt{\left(1 - \frac{R_{Ncal}}{R_{Nmes}}\right)^2 + \left(1 - \frac{X_{Ncal}}{X_{Nmes}}\right)^2} \quad (III.7)$$

Les résultats obtenus par inversion sont montrés sur la Fig. III. 11 et la Fig. III. 12, qui montrent respectivement, l'évolution de la conductivité électrique et la fonction objective jusqu'à convergence  $F_{obj} = 10^{-6}$ .

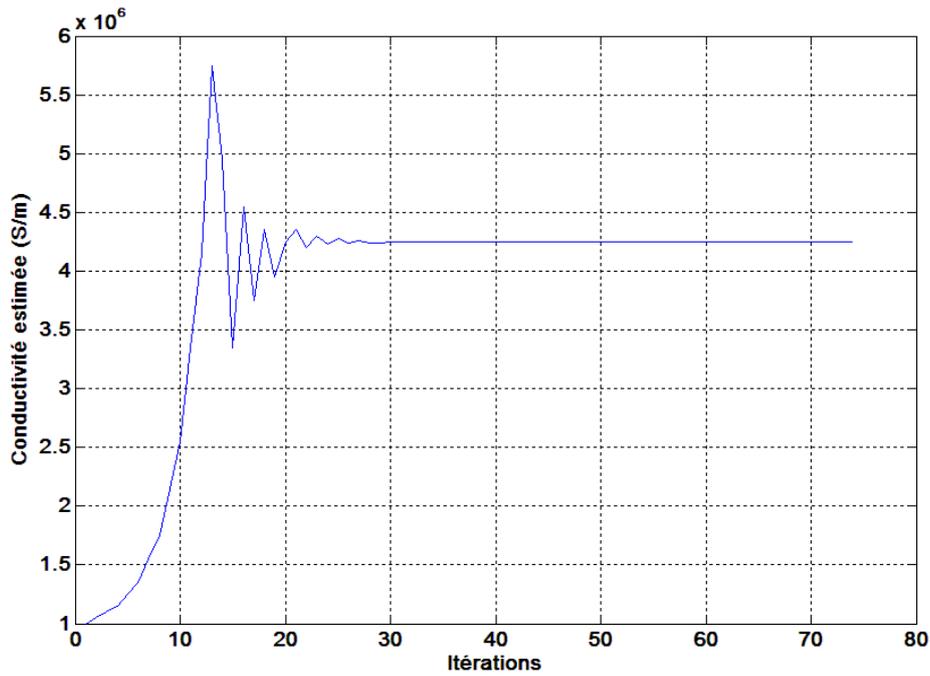


Fig. III. 11. Evolution de la conductivité électrique en fonction des itérations

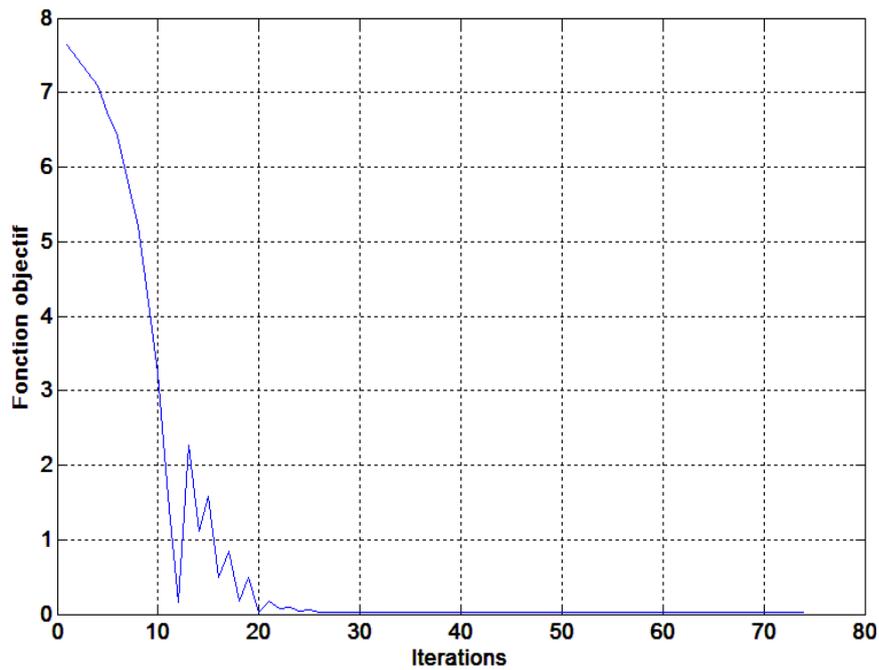


Fig. III. 12. Evolution de la fonction objectif en fonction des itérations

Nous observons que la valeur de la conductivité électrique se stabilise à partir de la 35<sup>ème</sup> itération à une valeur égale à 4.24 MS/m. On peut remarquer que cette méthode de caractérisation basée sur la résolution du problème inverse, aboutie à des résultats très proches de ceux obtenus par la méthode électrique dite de quatre pointes. Dans le Tableau III. 4, on résume les résultats de mesure de la conductivité électrique obtenue par différentes méthodes.

Méthode	Conductivité électrique $\sigma$ (MS/m)
Quatre pointes réalisée au laboratoire	4.26
Instrument pour quatre pointes	4.23
Inversion	4.24

Tab. III. 4. Conductivité électrique obtenue par différentes méthodes

D'après les résultats obtenus, on peut conclure que les trois méthodes utilisées sont des méthodes robustes et aboutissent à des valeurs très proches de la conductivité électrique. En effet, cette comparaison nous a permis la validation de la technique adoptée qui est celle basée sur les courants de Foucault. L'avantage qu'offre cette dernière technique par rapport aux autres méthodes électriques, en plus qu'elle est 'sans contact', elle peut être automatisée et contrôlée par micro-ordinateur.

### III. 4. Mesure de l'épaisseur d'une plaque en Aluminium

#### III. 4. 1. Procédure de mesure

Généralement, l'évaluation de l'épaisseur d'un matériau conducteur nécessite l'utilisation de matériaux étalons de même nature et d'épaisseur connue. En partant de la mesure de l'impédance d'un capteur inductif placé au-dessus du matériau étalon, nous pouvons déduire l'épaisseur d'un autre matériau à partir de la mesure de l'impédance de celui-ci. La figure (Fig. III. 13) représente le schéma synoptique du système à courants de Foucault dédié à la mesure de l'épaisseur d'un matériau conducteur. Le système ainsi réalisé est constitué d'une plaque en Aluminium sous test, un capteur à courants de Foucault, un LCR-mètre et un PC équipé du logiciel Labview.

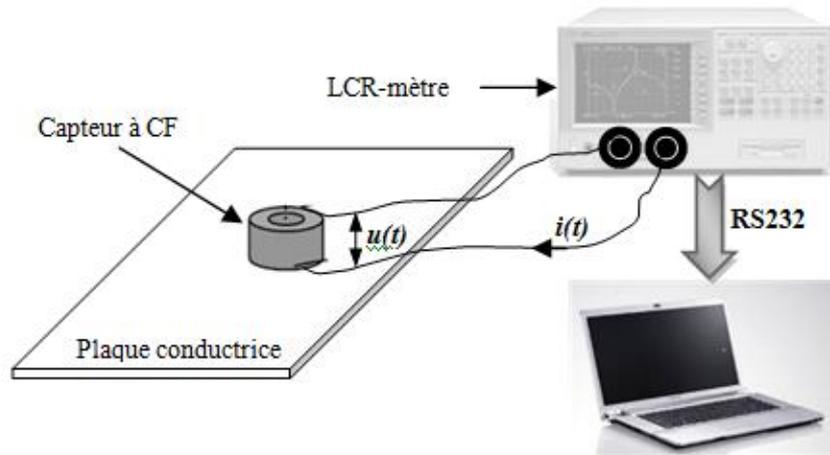


Fig. III. 13. Description du système de mesure de l'épaisseur

Le programme que nous avons développé sous Labview, comporte les trois sous programmes suivants (Fig. III. 14) :

- Sous programme A : responsable de la lecture des données affichées sur le LCR-mètre (résistance du capteur,...etc.)
- Sous programme B (Fig. III. 15) : étalonnage du LCR-mètre sur les valeurs de référence  $R_{ref}$  et  $X_{ref}$  du capteur à CF, en la présence du matériau étalon (plaque d'Aluminium d'épaisseur connue).
- Sous programme C : mesure de l'impédance du capteur en la présence du matériau à tester et traitement de cette mesure afin d'afficher sur écran en temps réel l'épaisseur du matériau.

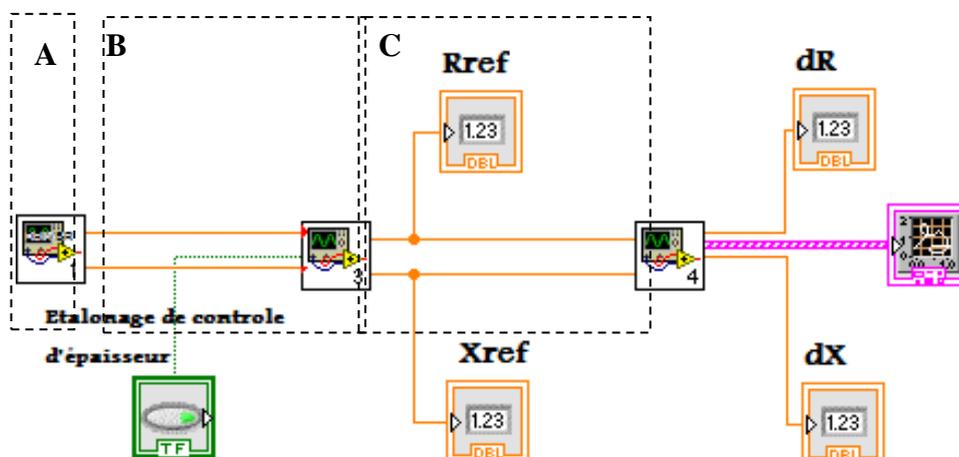


Fig. III. 14. Organigramme du programme Labview : mesure d'épaisseur

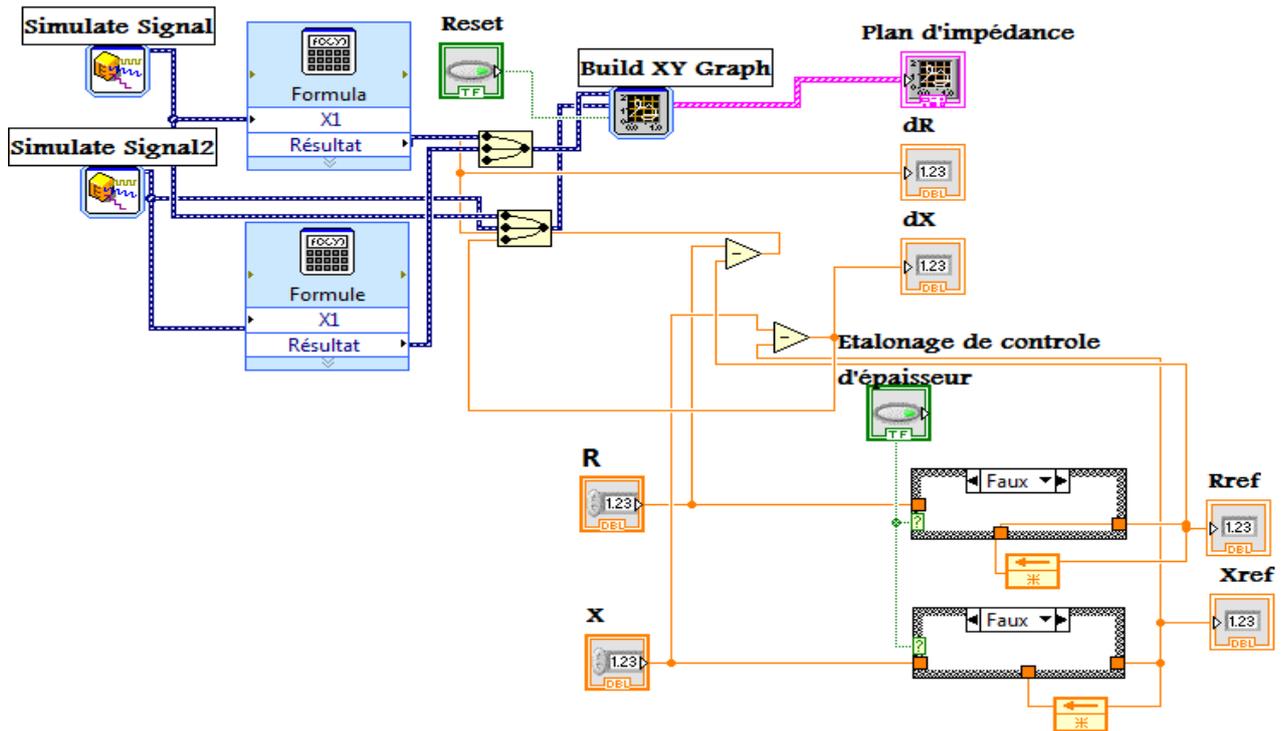


Fig. III. 15. Sous programme B : étalonnage du RLC-mètre

L'interface de l'application Labview développée affiche en temps réel les éléments suivants(Fig. III. 16) :

- $R_{ref}$  et  $X_{ref}$  : résistance et réactance du capteur relatives au matériau étalon (valeurs mesurées et fixées une fois).
- $R$  et  $X$  : résistance et réactance du capteur relatives au matériau sous test.
- $dR$  et  $dX$  : variation de la résistance et de la réactance.
- $e$  : épaisseur du matériau sous test.
- Plan d'impédance normalisé : inclue un cercle dessiné dans ce même plan de rayon indiquant une tolérance de mesure de  $\pm 5\%$  de l'impédance étalon. Cela pour visualiser l'éloignement de l'épaisseur du matériau sous test par rapport à l'épaisseur du matériau étalon. En effet, ce cercle permet à l'utilisateur un contrôle visuel et facile de l'épaisseur. Si le point de mesure se trouve au centre du cercle, cela veut dire que l'épaisseur du matériau sous test est égale à l'épaisseur du matériau étalon. Alors si le point de mesure se trouve à l'extérieur du cercle, on constate que l'écart entre les deux épaisseurs dépasse 5% (rayon du cercle).

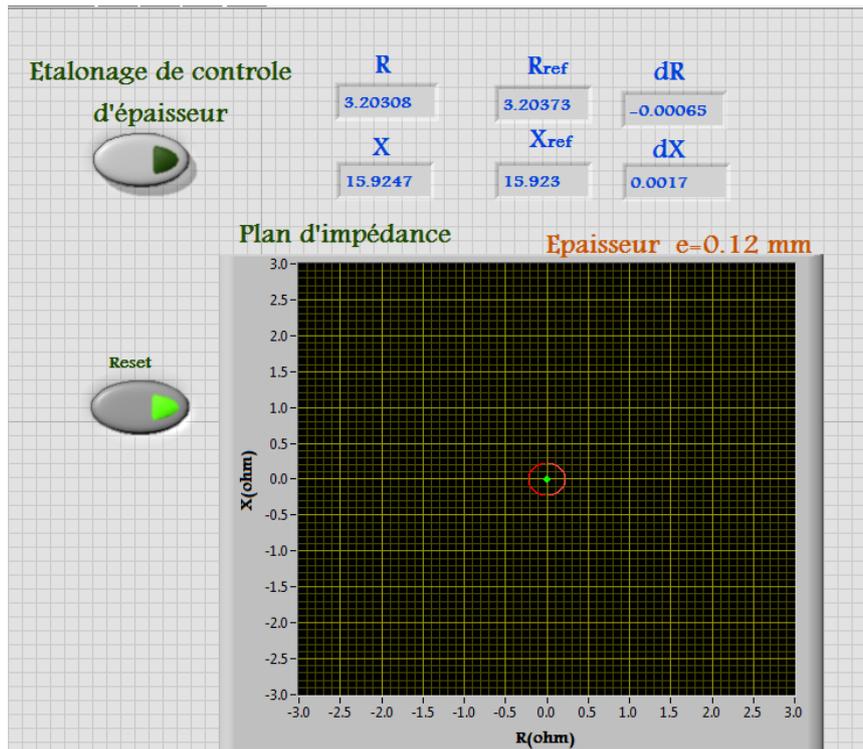


Fig. III. 16. Interface du programme Labview : mesure de l'épaisseur

### III. 4. 2. Résultats

Le banc expérimental réalisé comporte un capteur inductif placé au-dessus d'une plaque conductrice en Aluminium de conductivité électrique  $\sigma=37Ms$ . Nous avons mesuré plusieurs plaques d'épaisseur variant de 0.06mm à 0.18mm (Fig. III. 17). Les dimensions du capteur et des plaques sont données dans le Tableau (Tab.III. 5). Pour mesurer l'épaisseur de ces plaques il est nécessaire d'avoir une excitation magnétique de fréquence permettant donnant lieu à une profondeur de pénétration supérieure de l'épaisseur de la plaque. Pour assurer cette condition nous avons estimé une fréquence de travail de 150kHz.



Fig. III. 17. Echantillons utilisés dans la mesure

Plaque Aluminium (mm)	Longueur	50
	Largeur	50
	Epaisseur	0.06 à 0.18
Capteur 60 spires (mm)	Rayon extérieur	5.65
	Rayon intérieur	2.15
	Longueur	2
	<i>Lift-off</i>	1

Tab. III. 5. Dimensions, en mm, du capteur et des plaques

Les figures (Fig. III.18 et Fig. III. 19) montrent respectivement, la réactance et la résistance du capteur pour les différentes plaques mesurées. Également, la figure (Fig.III. 20) montre la distribution des points de mesure dans le plan d'impédances pour les différents échantillons mesurés. Si on prend par exemple la plaque d'épaisseur 0.12mm comme plaque étalon, nous remarquons que les points de mesures relatifs aux plaques d'épaisseur inférieure à 0.12mm se situent dans le premier cadran. Par contre, les points de mesures relatifs aux plaques d'épaisseur supérieure à 0.12mm se placent dans le troisième cadran. En effet, l'éloignement de l'ensemble des points de mesure par rapport au point étalon (0.12mm) peut être aisément calculé en %, aidant ainsi de juger l'état de la pièce i.e. acceptation ou rejection de la pièce.

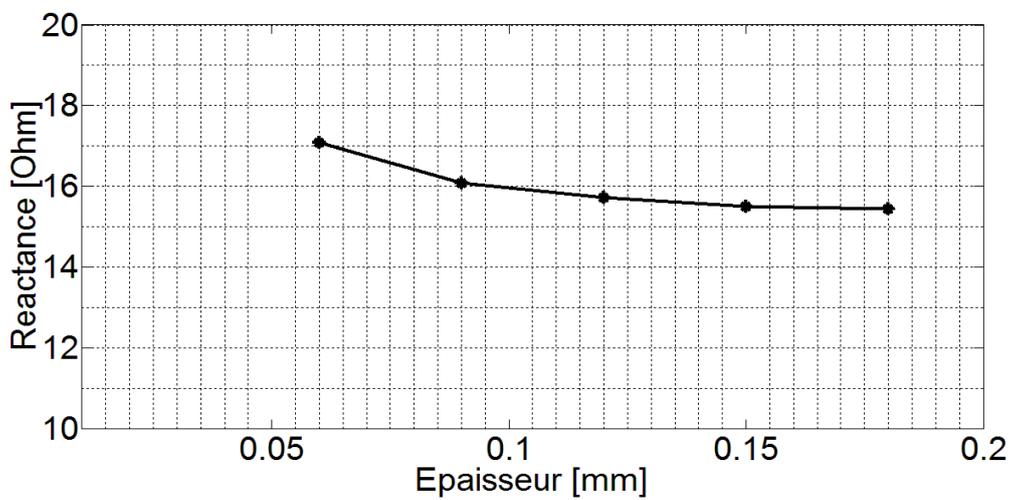


Fig. III. 18. Réactance du capteur en fonction de l'épaisseur de la plaque

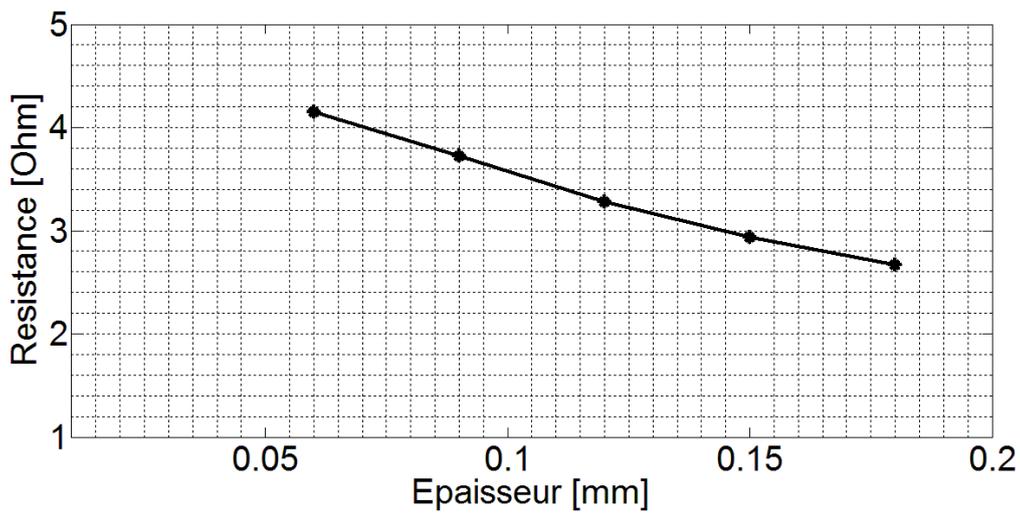


Fig. III. 19. Résistance du capteur en fonction de l'épaisseur de la plaque

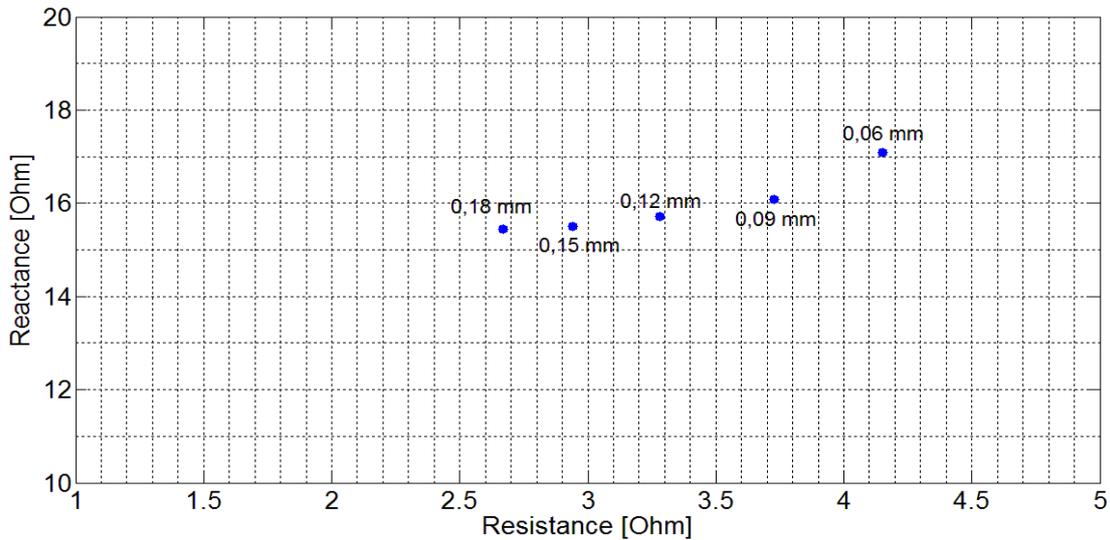


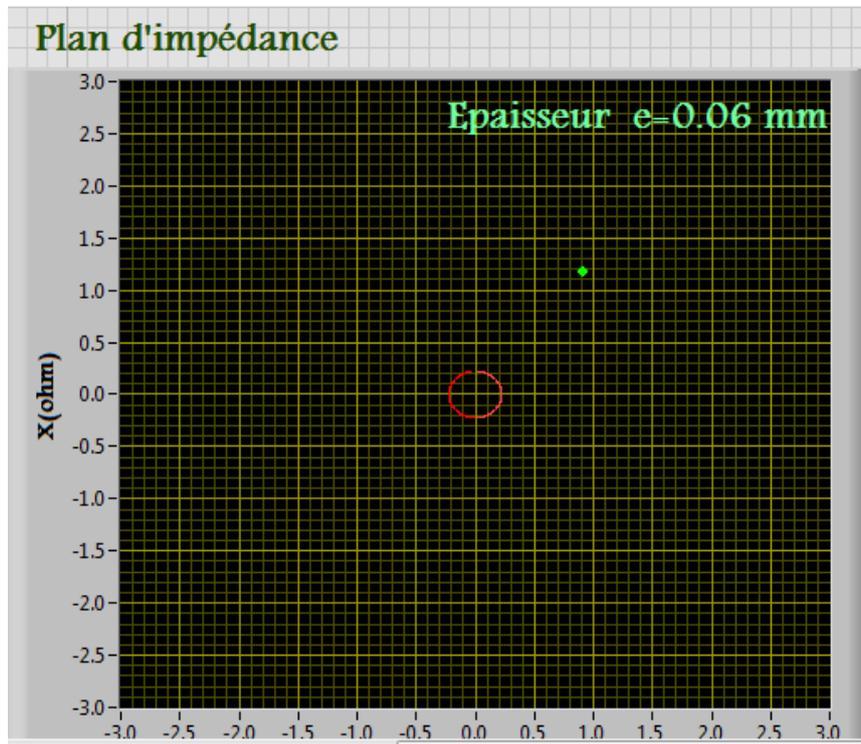
Fig. III. 20. Points de mesure dans le plan d'impédance

Dans la figure (Fig. III. 21), on illustre deux cas différents, le premier cas le point de mesure situé à l'extérieur du cercle de rayon  $\pm 5\%$ , tandis que dans deuxième cas le point de mesure se situe à l'intérieur du cercle.

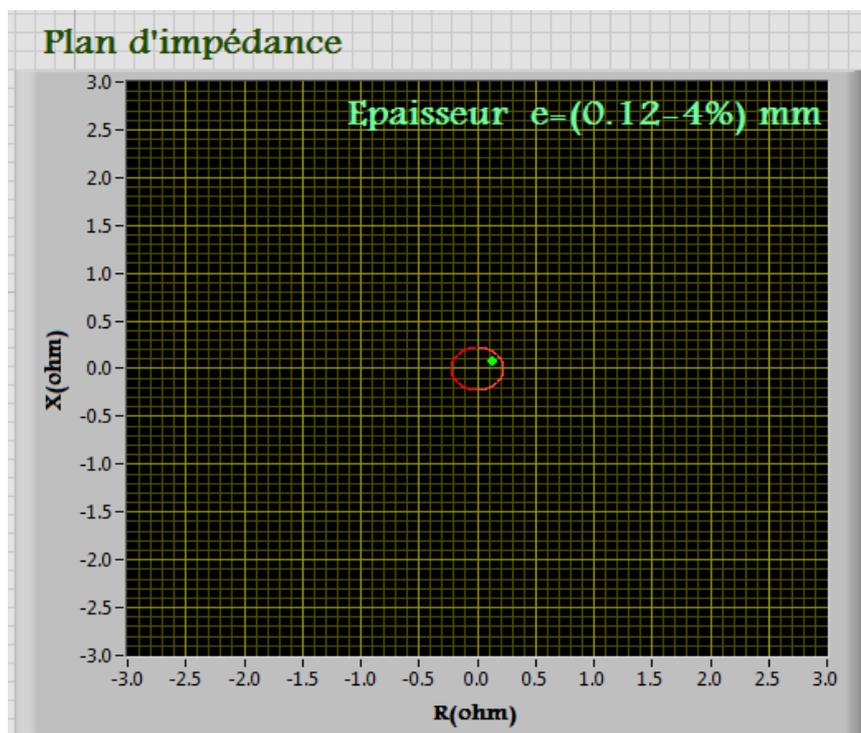
Les résultats obtenus de cette application sont très significatifs. En effet, cette procédure d'évaluation de l'épaisseur pourrait être étendue à la mesure de l'épaisseur des plaques conductrices sans étalonnage en l'associant à un algorithme d'inversion en temps réel. Cependant l'interface de contrôle et de mesure de l'épaisseur des plaques, présentée dans cette section pourrait être exploitée pour tout autres type de matériau et le cercle peut être réglé à n'importe quelle incertitude selon l'application.

### III. 5. Mesure de l'épaisseur d'une couche d'Aluminium dans un matériau multicouche

Cette dernière partie concerne la mesure d'une couche Aluminium dans un matériau multicouche par la méthode des courants de Foucault. En effet, le matériau utilisé est un échantillon fabriqué en acier revêtu par une couche en Aluminium, ici, nous nous intéressons à la mesure de l'épaisseur de cette couche de revêtement. Cependant, on cherche à déterminer la fonction de transfert qui relie l'épaisseur de la couche d'Aluminium à la résistance (ou la réactance) du capteur. Cette fonction de transfert sera déterminée par une modélisation électromagnétique du problème correspondant, ensuite elle sera intégrée dans une application Labview dans la partie expérimentale.



(a). Rejection



(b). Acceptation

Fig. III. 21. Distribution des points de mesure dans le plan d'impédance

**III. 5. 1. Modélisation du problème**

Le problème correspondant illustré sur la figure (Fig. III. 22) est constitué d'un capteur inductif placé au-dessus d'un échantillon ; le capteur comporte de 407 spires, dont le diamètre extérieur ( $D_{ext}$ ) est de 9,7mm, le diamètre intérieur ( $D_i$ ) est de 5 mm et hauteur ( $h$ ) de 4mm. Le lift-off est égal à 0,1mm. Les propriétés géométriques et physiques de l'échantillon sont montrées dans le Tableau III.6.

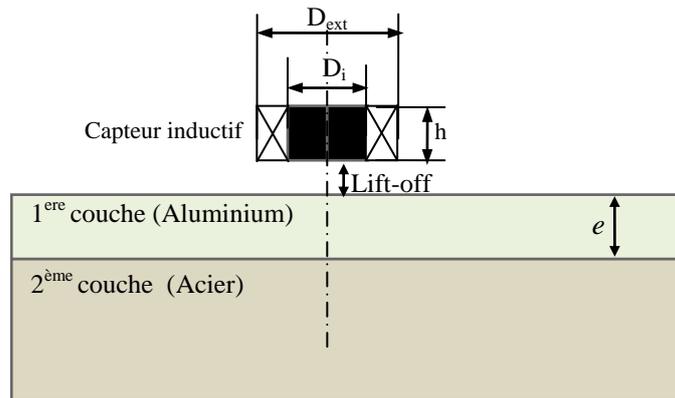


Fig. III. 22. Description du problème : mesure d'une couche d'Aluminium

Matériau	Conductivité électrique (MS/m)	Perméabilité relative	Epaisseur (mm)
1 <sup>ère</sup> couche (Aluminium)	35.5	1	De 0.03 jusqu'à 0.18
2 <sup>ème</sup> couche (Acier)	4.2	20	5

Tab.III.6. Propriétés physiques et géométriques de l'échantillon

La solution du problème est obtenue par le modèle analytique de Dodd et Deeds [Dodd 68 ; THE 04]. Par cette solution analytique, nous obtenons la résistance et la réactance du capteur pour différentes configurations (différentes épaisseurs de la couche Aluminium) et pour différentes fréquences allant de 0.1kHz jusqu'à 6kHz. Par conséquent, pour chaque configuration, la résistance et la réactance normalisées peuvent être déduites par les équations suivantes :

$$R_n = \frac{R_c - R_0}{X_0} \tag{III.8}$$

$$X_n = \frac{X_c}{X_0} \tag{III.9}$$

$R_n$  et  $X_n$  sont respectivement, la résistance et la réactance normalisées du capteur.  $R_c$  et  $X_c$  sont respectivement, la résistance et la réactance du capteur calculées par la méthode analytique.  $X_0$  est la réactance du capteur en présence du matériau dépourvu de la couche d'aluminium. Les figures (Fig. III. 23 et Fig. III. 24) montrent l'évolution respective de la résistance et la réactance normalisées pour différentes épaisseurs de la couche d'Aluminium et pour différentes fréquences.

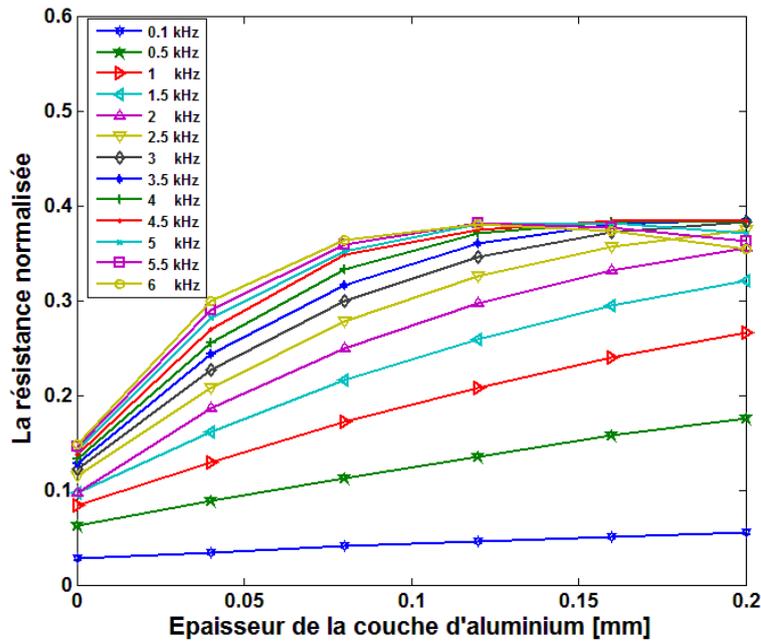


Fig. III. 23. Résistance normalisée pour différentes épaisseurs de la couche d'Aluminium

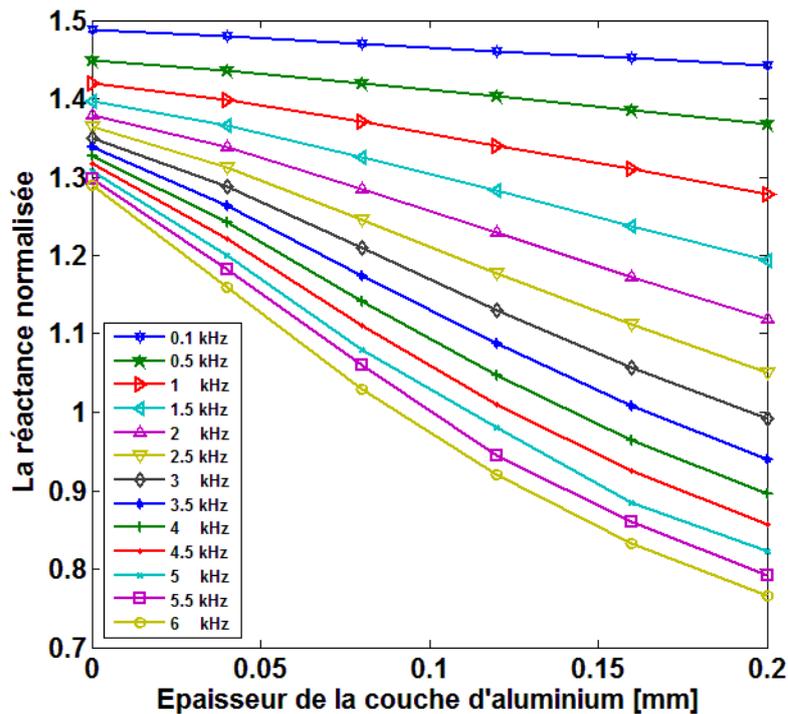


Fig. III. 24. Réactance normalisée pour différentes épaisseurs de la couche d'Aluminium

Rappelons que l'objectif ici est de déterminer la fonction de transfert annoncée précédemment. En effet cette fonction dépend étroitement de la fréquence dite 'fréquence optimale de travail'. Celle-ci est construite sur la base de deux critères :

- Une meilleure sensibilité possible du capteur,
- Une relation parfaitement linéaire entre  $R_n$  (ou  $X_n$ ) et l'épaisseur de la couche d'Aluminium.

### III. 5. 2. Etude de la sensibilité du capteur

On s'intéresse ici au premier critère c.-à-d. chercher la (ou les) fréquences présentant une meilleure sensibilité du capteur. Pour cette raison, on calcul à la fois la sensibilité du capteur vis-à-vis de la résistance et la réactance normalisées. D'une façon générale, la sensibilité ( $S$ ) est donnée par le rapport entre 'la différence entre deux calculs successifs de la réactance (ou de la résistance)' et 'la différence des épaisseurs de la couche d'Aluminium correspondante':

$$S = \frac{\Delta G_n}{\Delta e} \tag{III.10}$$

$G_n$  est la résistance ou la réactance normalisée.  $e$  est l'épaisseur de la couche d'Aluminium. Tenant compte les caractéristiques précédentes, la sensibilité du capteur vis-à-vis la résistance et la réactance pour différentes fréquences sont montrées respectivement dans (Fig. III. 25 et Fig. III. 26).

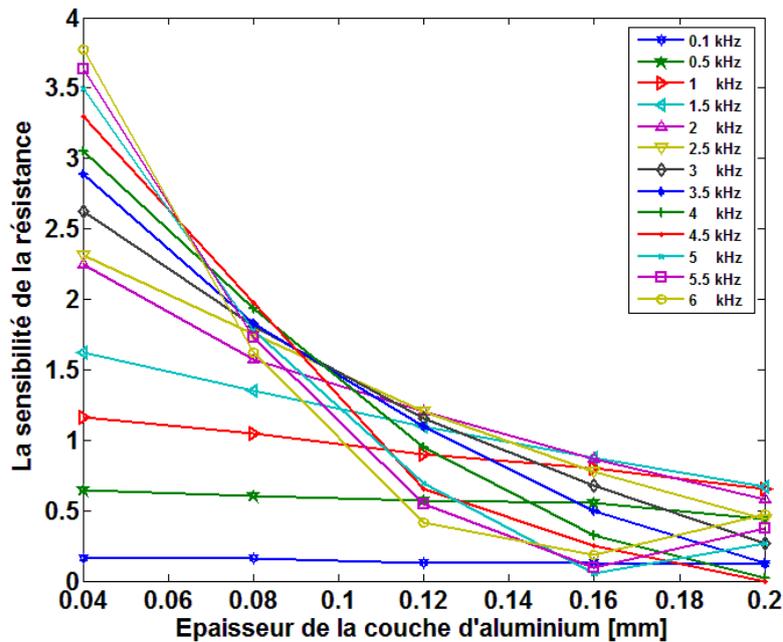


Fig. III. 25. Sensibilité du capteur vis-à-vis la résistance

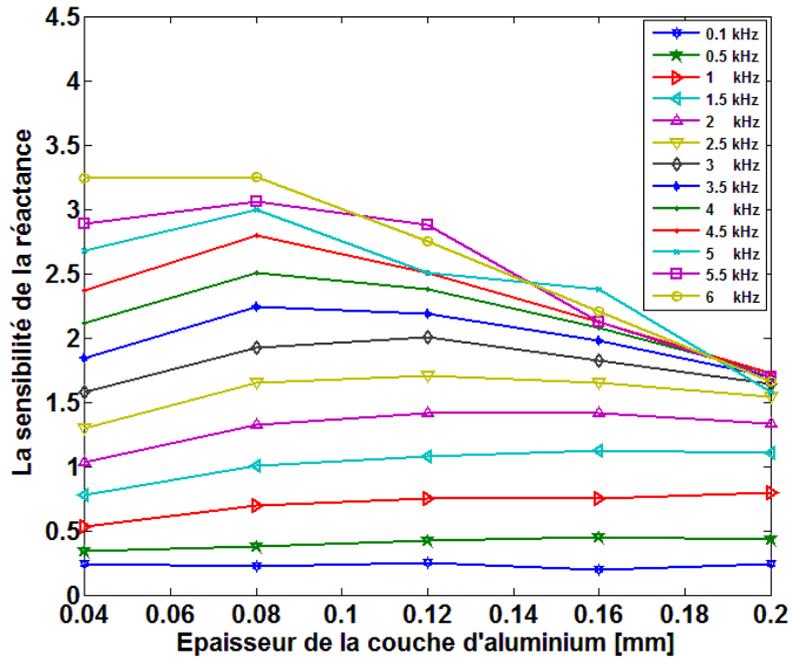


Fig. III. 26. Sensibilité du capteur vis-à-vis la réactance

Prenons par exemple un seuil de sensibilité égale à 1, par conséquent, nous acceptons que les fréquences ayant une sensibilité supérieure à 1. On observe bien, une faible sensibilité du capteur vis-à-vis de sa résistance, surtout pour les épaisseurs d'Aluminium supérieures à 0,14 mm (Fig. III. 25). Cependant, pour des fréquences supérieures à 2kHz, on observe une bonne sensibilité du capteur vis-à-vis sa réactance (Fig. III. 26). Par conséquent, par la suite, seule la réactance qui présente une meilleure sensibilité est prise en considération, et cela pour les fréquences supérieures à 2kHz.

### III. 5. 3. Etude de la linéarité du capteur

On s'intéresse ici au deuxième critère c.-à-d. chercher la /ou les fréquences présentant une parfaite linéarité du capteur. Rappelons que seule la réactance est prise en considération pour l'étude de la linéarité du capteur ; c'est le constat issu de l'étude de la sensibilité. On observe une parfaite linéarité de presque toutes les caractéristiques de la réactance normalisée, surtout pour les fréquences inférieures à 4.5kHz (Fig. III. 24). Afin d'établir une étude rigoureuse aidant à la détermination de la fonction de transfert recherchée satisfaisant le deuxième critère, nous avons approximé toutes les caractéristiques de la réactance par des équations linéaires de la forme :

$$\hat{X}_n = a.e + b \tag{III.11}$$

$\widehat{X}_n$  est l'approximation linéaire de  $X_n$ .  $e$  est l'épaisseur de la couche d'Aluminium. Les coefficients  $a$  et  $b$  sont donnés par les relations suivantes :

$$a = \frac{e_1 - e_2}{X_{n1} - X_{n2}} \quad (\text{III.12})$$

$$b = e_1 - aX_{n1} \quad (\text{III.13})$$

Où  $(e_1; X_{n1})$  correspond au premier point et  $(e_2; X_{n2})$  correspond au dernier point de chaque caractéristique de la réactance (Fig. III. 24). Par exemple, pour la fréquence 6kHz,  $(e_1; X_{n1})$  égal à (0mm ; 1,3) et  $(e_2; X_{n2})$  égal à (0,2mm ; 0,8).  $e_1=0$ mm signifie que le matériau est dépourvu de la couche d'aluminium. La figure (Fig. III. 27) représente les approximations linéaires des caractéristiques de la réactance.

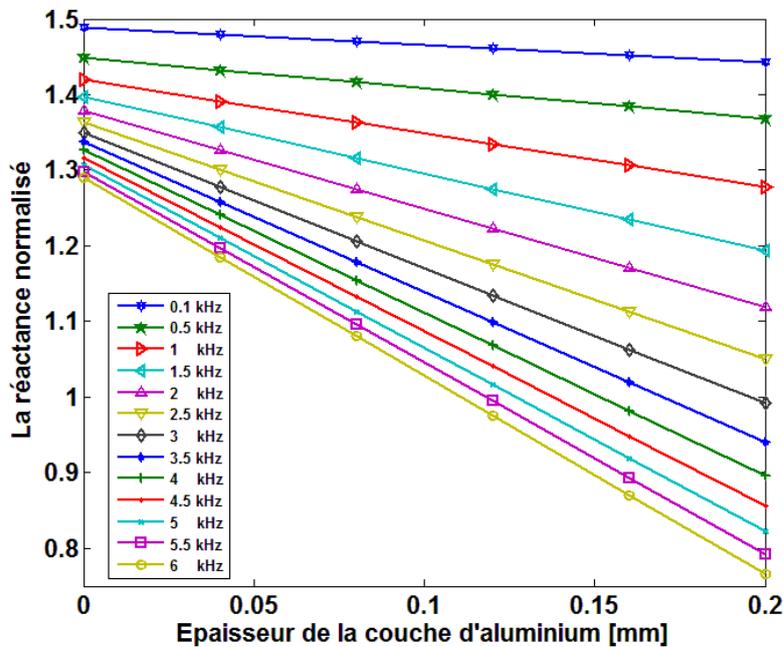


Fig. III. 27. Caractéristiques de la réactance normalisée obtenues par interpolation linéaire

On prend par exemple la fréquence 3kHz, on remarque un faible écart entre la caractéristique obtenue par le modèle analytique et celle obtenue par approximation linéaire (Fig. III. 28).

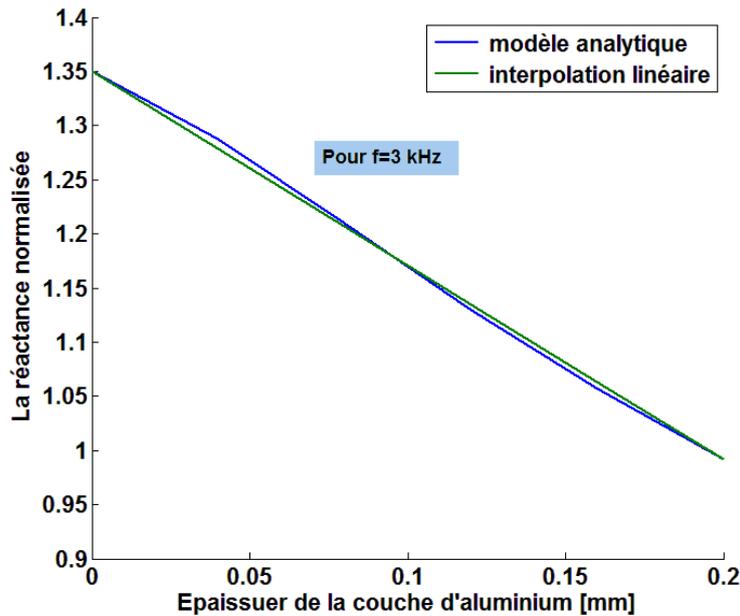


Fig. III. 28. Comparaison entre les caractéristiques obtenues par modèles analytique et linéaire

Définissons le paramètre  $L_{ind}$ , comme un indicateur de linéarité en %, comme suite :

$$L_{ind} = \frac{100}{m} \sum_{k=1}^m \left| \frac{X_n(k) - \hat{X}_n(k)}{X_n(k)} \right| \% \quad (III.14)$$

Dans l'équation de  $L_{ind}$ ,  $m$  est le nombre de points dans chaque caractéristique (ici  $m = 6$ ).  $\hat{X}_n$  est l'approximation linéaire de  $X_n$ . Par exemple, l'indicateur de linéarité calculé pour 6kHz est  $L_{ind}=3\%$  (Fig. III. 29). En effet, cet indicateur représente l'erreur de l'approximation linéaire  $\hat{X}_n$ .

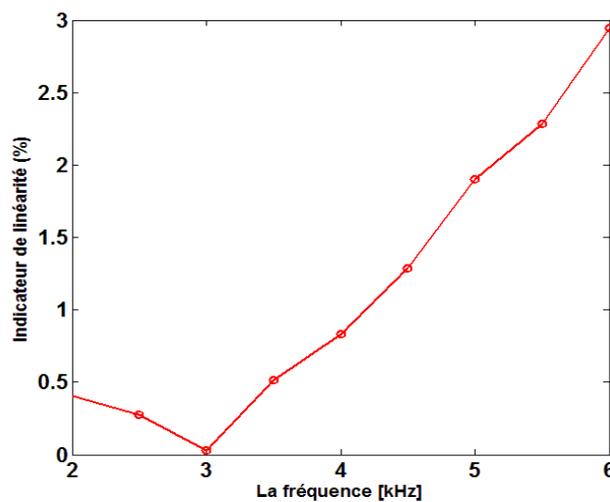


Fig. III. 29. Indicateurs de linéarité pour les différentes caractéristiques de la réactance

Rappelons qu'on cherche la fréquence dite 'fréquence optimale de travail' présentant une parfaite linéarité du capteur c.-à-d. la fréquence présentant le plus faible indicateur de linéarité  $L_{ind}$ . D'après la figure (Fig. III. 30), la 'fréquence optimale de travail est  $f_o = 3\text{kHz}$  qui correspond à  $L_{ind} = 0,02\%$ . C'est cette fréquence qui sera utilisée par la suite dans la mesure expérimentale de la couche d'Aluminium.

#### III. 5. 4. Mesure expérimentale

Le système de mesure expérimentale est réalisé à l'aide de trois principaux éléments ; un capteur à courants de Foucault, un RLC-mètre et un ordinateur portable dans lequel l'application Labview développée est installée. Ces trois composantes sont connectées comme montré sur la Figure (Fig. III. 30). Rappelons que la fréquence de travail est 3kHz, et son équation linéaire correspondante de la forme (III.11) est intégrée dans l'application Labview.

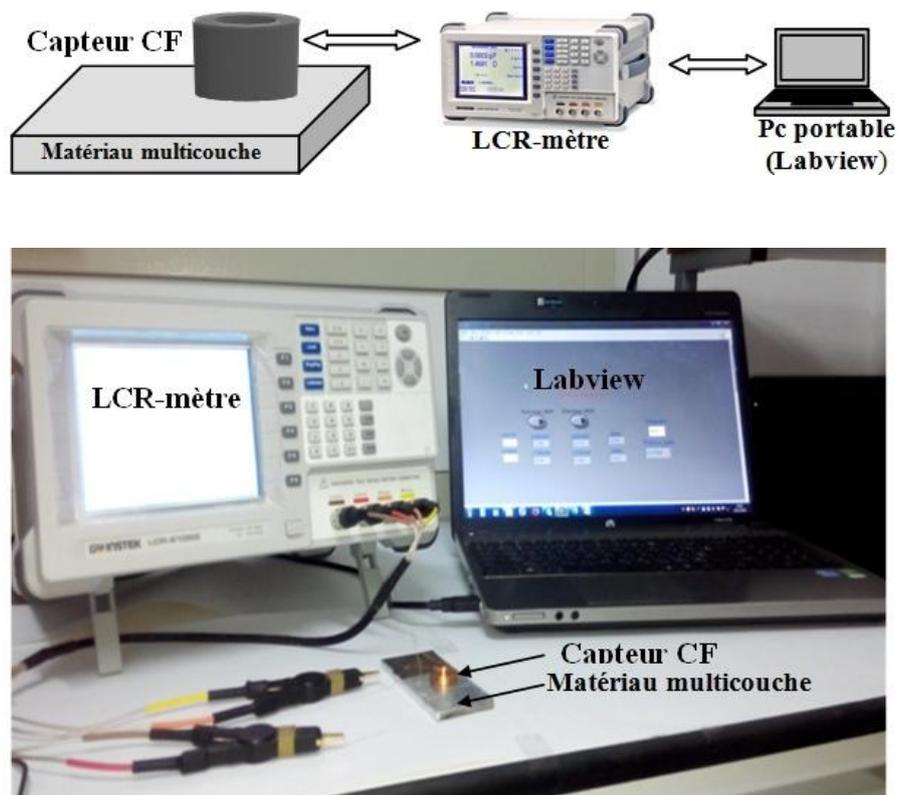


Fig. III. 30. Système de mesure d'une couche d'Aluminium dans un matériau multicouche

Nous avons développé l'application Labview selon les deux étapes suivantes :

- Création d'un 'pilote Labview' pour l'instrument RLC-mètre, pour qu'il soit reconnais et piloté par ordinateur via la connexion RS232,

- Développement de l'application Labview (organigramme + interface), une partie de l'organigramme est montrée sur la figure (Fig. III. 31), qui représente l'organigramme Labview de l'équation (III.11) relative à la fréquence de travail 3kHz. La figure (Fig. III. 32) montre l'interface de l'application Labview développée.

Le protocole de mesure de l'épaisseur de la couche d'Aluminium est donné comme suite :

- Lancer l'application Labview développée (Fig. III. 31).
- Afficher la face avant de l'application développée (Fig. III. 32).
- Placer le capteur à courants de Foucault au-dessus du matériau multicouche,
- Régler la fréquence à 3kHz,
- Les boutons de contrôle 'e\_min\_set' et 'e\_max\_set' sert à l'étalonnage respective de l'épaisseur min (e\_min) et de l'épaisseur max (e\_max) de la couche d'Aluminium, ici e\_min=0.03mm et e\_max=0.18mm.
- Exécuter le programme.
- L'épaisseur, la résistance et la réactance sont immédiatement affichées sur l'interface de l'application Labview.

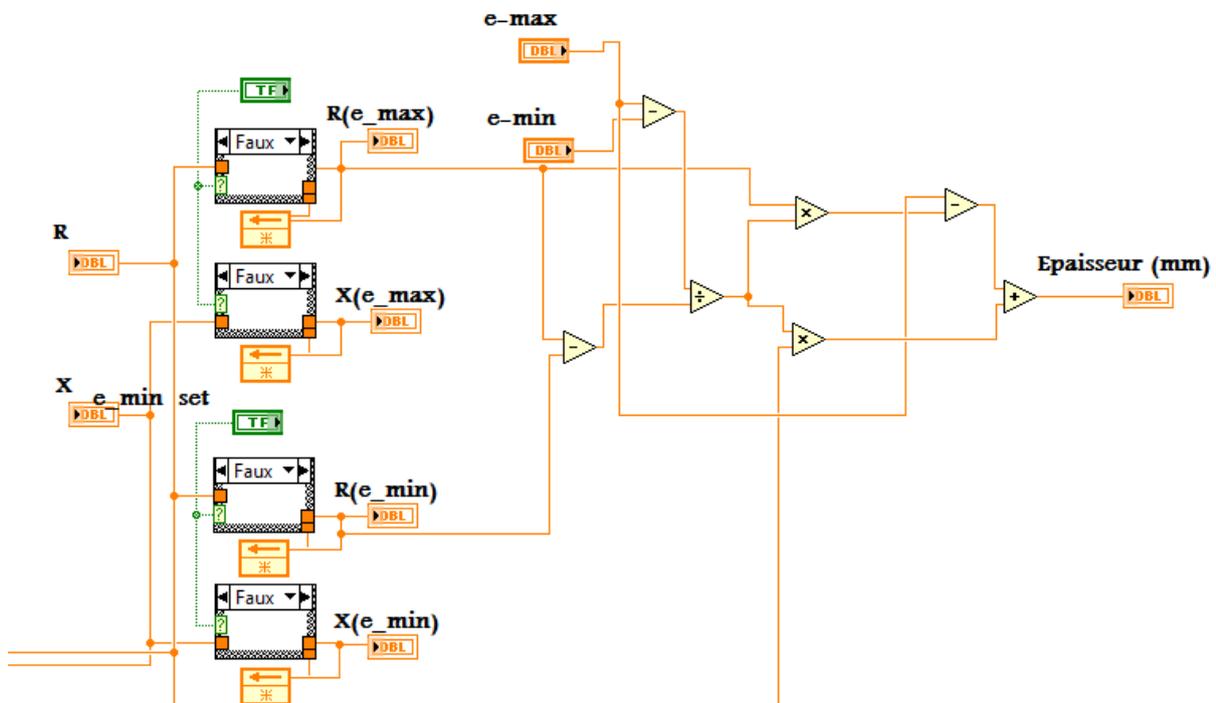


Fig. III. 31. Organigramme Labview de l'équation (III.11)

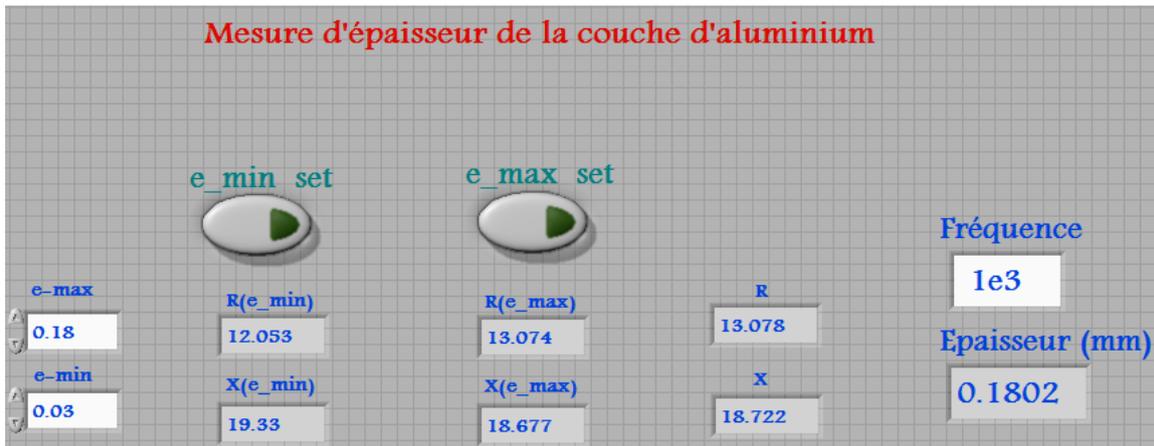


Fig. III. 32. Interface de l'application Labview : mesure de l'épaisseur d'une couche d'Aluminium

Plusieurs échantillons présentant différentes épaisseurs de la couche d'Aluminium allant de 0.03mm à 0.18mm, sont préparés et mesurés par notre système de mesure. Dans le tableau(Tab.III.7), on montre les résultats de mesure obtenus. On remarque que l'erreur de mesure ne dépasse pas 1% (Fig. III. 33).

Épaisseur exacte ( $\mu\text{m}$ )	Épaisseur mesurée ( $\mu\text{m}$ )	Erreur relative (%)	Erreur moyenne (%)
30	29.9	0.33	<b>0.54</b>
60	60.4	0.67	
90	90.4	0.44	
120	120.4	0.33	
150	151.1	0.73	
180	181.3	0.72	

Tab. III. 7. Résultats de mesure de l'épaisseur de la couche d'Aluminium

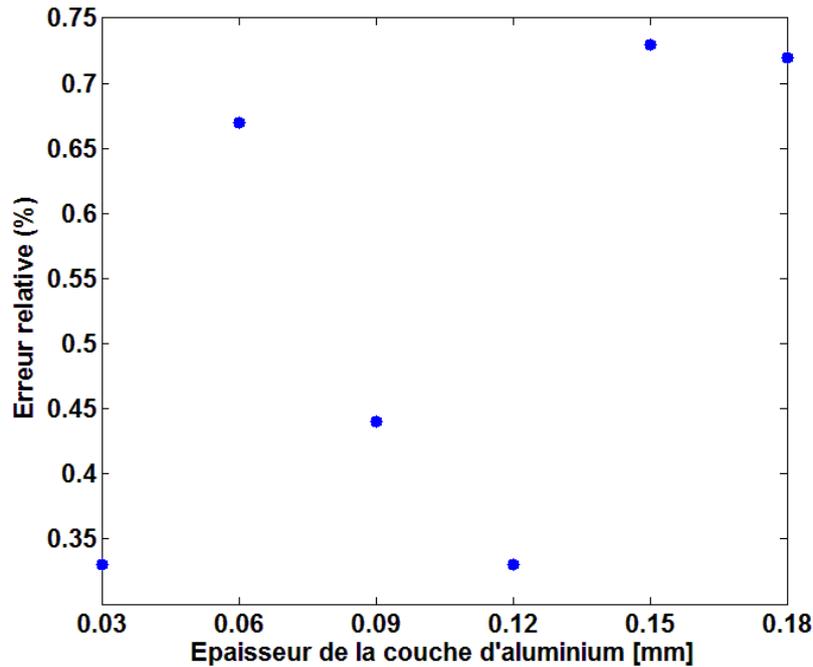


Fig. III. 33. Erreur relative de mesure

### III. 6. Conclusion

Un banc d'essai automatisé a été réalisé au sein du laboratoire LGEB, il concerne la caractérisation électromagnétique de plaque en Acier et la mesure d'épaisseur des plaques en Aluminium. Le banc réalisé est basé principalement sur l'exploitation du phénomène des courants de Foucault par l'utilisation d'un capteur inductif. Parallèlement, un modèle numérique basée sur la méthode des volumes finis a été développé pour l'inversion des signaux issus de la mesure expérimentale.

Le modèle numérique direct inversé via un algorithme de type simplex sert à la détermination de la conductivité électrique du matériau en question. Les résultats obtenus sont validés et confirmés par d'autres méthodes, telle que celle dite de quatre pointes. Pour la mesure d'épaisseur, plusieurs plaques d'Aluminium et plusieurs échantillons de matériau multicouche contenant une couche d'Aluminium sont préparés. Les épaisseurs mesurées comparées aux épaisseurs exactes (mesurée au pied à coulisse), montrent une bonne précision du banc expérimental réalisé dont l'erreur relative maximale n'excède pas 1%. La méthodologie proposée ici, peut être appliquée pour différents capteurs inductifs et pour d'autres types de matériaux conducteurs.

### Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse rentre dans le cadre de la réalisation pratique d'un banc d'essai piloté par le logiciel Labview et dédié à l'évaluation non destructive par courants de Foucault des matériaux conducteurs. Le banc d'essais ainsi réalisé au laboratoire LGEB comporte trois éléments principaux ; un capteur inductif, une carte d'acquisition des signaux et un PC équipé du logiciel Labview. Le banc d'essais assure deux fonctions principales ; mesure d'épaisseur et caractérisation électromagnétique des matériaux.

On sait que la perméabilité magnétique et la conductivité électrique d'un matériau sont des paramètres essentiels pour procéder à son évaluation non destructive par courants de Foucault. Afin de déterminer la perméabilité magnétique, le banc d'essai réalisé peut être utilisé comme Hystérisigraphe. L'interface Labview associée à cette fonction aide à tracer la caractéristique  $B(H)$  du matériau et afficher la valeur de la perméabilité magnétique du matériau sous test. Le banc d'essais a été utilisé avec succès pour la détermination de la perméabilité magnétique de l'acier et cela pour différentes fréquences du courant électrique primaire du circuit magnétique équivalent. Les résultats expérimentaux obtenus montrent bien que la perméabilité magnétique relative diminue avec l'augmentation de la fréquence. Egalement, le même banc d'essai peut être utilisé comme conductimètre ; mesure de la conductivité électrique du matériau. L'utilisation d'un échantillon fabriqué en Aluminium de conductivité électrique connue a permis la vérification expérimentale du banc. On insiste ici sur la précision de mesure obtenue par le banc. Parallèlement à ça, nous avons employé une deuxième méthode pour la caractérisation de la conductivité électrique, en effet c'est une approche basée sur la résolution d'un problème inverse. Ainsi, le modèle numérique 2D développé s'est montré efficace et rapide pour l'identification de la conductivité électrique.

Comme deuxième fonction, le banc d'essai réalisé peut être utilisé comme un système de contrôle et mesure de l'épaisseur d'un matériau conducteur, cette tâche s'avère très importante dans la fabrication des tôles d'une part ou le contrôle de revêtement conducteur d'autre part. Pour la mesure d'épaisseur, plusieurs plaques d'Aluminium et plusieurs échantillons de matériau multicouche contenant une couche d'Aluminium sont préparés. Les épaisseurs mesurées comparées aux épaisseurs exactes, montrent une bonne précision du banc expérimental réalisé dont l'erreur relative maximale n'excède pas 1%. La méthodologie proposée dans cette thèse, peut être appliquée pour différents capteurs inductifs et pour d'autres types de matériaux.

## Références bibliographiques

- [ABD 98] **R. Abd Essemmed, M. S. Aggoune, F. Z. Kadid**, *Magnétisme*, Physique, Tome III, Université de Batna, 1998.
- [AMO 10] **N. Amoura, H. Kebir, S. Rechak, J. M. Roelandt**, *Axisymmetric and two-dimensional crack identification using boundary elements and coupled quasi-random downhill simplex algorithms*, *Engineering Analysis with Boundary Elements*, Elsevier, Vol. 34, February 2010, pp. 611–618.
- [AST 01] **ASTM**, *Standard Test Method for DC Magnetic Properties of Materials Using Ring and Permeameter Procedures with DC Electronic Hysteresigraph*, ASTM, Ed., 2001.
- [AUL 10] **AULET, Alina, EIRAS, José A., et NEGREIRA, Carlos**, *Modeling, design and characterization of limited diffraction ultrasonic transducers*, *Physics Procedia*, vol. 3, 2010, p p. 577-583.
- [BEN 04] **Mohamed BENSETTI**, *Etude et modélisation de capteurs destinés au contrôle non destructif par courants de Foucault. Mise en œuvre de méthodes d'inversion*, Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, 2004.
- [BEN 06] **Samir BENSAID**, *Contribution à la caractérisation et à la modélisation électromagnétique et thermique des matériaux composites anisotropes*, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2006.
- [BOU 14] **Bouchala Tarek**, *développement de méthodes rapides pour la résolution des problèmes directes dans les systèmes de CND par courant de Foucault*, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2014.
- [BOW 05] **Nicola Bowler, Yongqiang Huang**, *Model-Based Characterization of Homogeneous Metal Plates by Four-Point Alternating Current Potential Drop Measurements*, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, Issue. 6, June 2005, pp. 2102-2110.
- [BOW 06] **Nicola Bowler**, *Theory of four-point alternating current potential drop measurements on a metal half-space*, *J. Phys. D: Appl. Phys.*, Vol. 39, 2006, pp.584–589.
- [BOW 07] **John R. BOWLER, Nicola BOWLER**, *Theory of four-point alternating current potential drop measurements on conductive plates*, *Proc. R. Soc. A*, Vol. 463, 2007, pp. 817–836.
- [CHE 07] **Ahmed Cheriet**, *Contribution a la modélisation tridimensionnelle par la méthode des volumes finis de dispositifs électromagnétiques*, Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2007.
- [CHE 09] **A. Cheriet, Feliachi M, Mimoune SM**, *3D movement simulation technique in FVM*

*method application to eddy current non destructive testing*, Compel, Vol.28, 2009 pp.77–84.

- [CHO 09] **Yahya CHOUA**, *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-Sud XI, 2009.
- [CLE 00] **S. Clenet, J. Cros, I. Haouara, P. Viarouge, and F. Piriou**, *A direct identification method of the hysteresis model for the design of SMC transformers*, Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 36, 2000, pp. 3466-3469.
- [CRU 15] **Cruza, J. F., Perez, M., Moreno, J. M., & Fritsch**, *Real time fast ultrasound imaging technology and possible applications*. Physics Procedia, vol. 63, 2015, pp. 79-84.
- [CYR 07] **Charles CYR**, *Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques*, Thèse de Doctorat, Université de Laval (Québec), 2006.
- [DAV 96] **J. B. Davies and A. J. Dean**, *Finite volume with non-uniform mesh for the solution of Maxwell's equations*, IEEE Trans. Magn., Vol. 32, Issue3, May 1996, pp. 1417-1420.
- [DOD 68] **C. V. Dodd and W. E. Deeds**, *Analytical solutions to eddy-current probe-coil problems*, J. Appl. Phys., vol. 39, Issue. 6, 1968, pp. 2829–2838.
- [DUM 96] **J. DUMONT-FILLON**, *Contrôle non destructif (CND)*, technique de l'ingénieur R1400, 1996, pp. 1-42.
- [ELG 15] **I. N. El ghouli, A. Cheriet, S. Bensaid**, *Evaluation de l'épaisseur des plaques conductrices par la Méthode des Courants de Foucault*, 4<sup>ème</sup> colloque que l'inductique CI'2015, Jijel, Algérie.
- [ENC 06] *Courants de Foucault*, Encyclopédie multimédia, Atlas et organise-notes, Microsoft encarta, collection 2006.
- [GUO 15] **Guo S, Wang ZB, Lu K**, *An Aluminide Surface Layer Containing Lower-Al on Ferritic-Martensitic Steel Formed by Lower-Temperature Aluminization*, J Mater Sci Technol, Vol.31, 2015, pp.1268–73.
- [HAM 11] **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, 2011.
- [HAM 13] **Nadjib Hammoudi, Dimitri Arangalage, Lila Boubrit, Marie Christine Renaud, Richard Isnard, Jean-Philippe Collet, Ariel Cohen, Alexandre Duguet**, *Ultrasound-based teaching of cardiac anatomy and physiology to undergraduate*

*medical students*, Archives of Cardiovascular Diseases, Vol.106, Issue 10, October 2013, pp. 487-491.

- [HEL 06] **B. Helifa, A. Oulhadj, A. Benbelghit, I.K. Lefkaier, F. Boubenider, D. Boutassouna**, *Detection and measurement of surface cracks in ferromagnetic materials using eddy current testing*, NDT&E International, Elsevier, Vol. 39, Issue 1, March 2006, pp. 384-390.
- [HEL 12] **Bachir HELIFA**, Contribution a la simulation du CND par courants de Foucault en vue de la caractérisation des fissures débouchantes, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2012.
- [HOL 98] **J.-E. Holmström**, *Exposure values for a 300 kV halfwave X-ray unit using three X-ray films of different film classes*, NDT & E International, Vol. 31, Issue 1, 1998, pp. 33-41.
- [HON 15] **Hongbo Wang, Wei Li, and Zhihua Feng**, *Noncontact Thickness Measurement of Metal Films Using Eddy-Current Sensors Immune to Distance Variation*, IEEE Trans. Instrum. Meas, Vol. 64, Issue 9, 2015, pp.2557-2564.
- [HUR 06] **Do Haeng Hur, Deok Hyun Lee, Myung Sik Choi, Un Chul Lee, Seon Jin Kim, Jung Ho Han**, *Discrimination method of through-wall cracks in steam generator tubes using eddy current signals*, NDT&E International, Vol. 39, 2006, pp.361–366
- [HUR 10] **Do Haeng Hur, Myung Sik Choi, Deok Hyun Lee, Seon Jin Kim, Jung Ho Han**, *A case study on detection and sizing of defects in steam generator tubes using eddy current testing*, Nuclear Engineering and Design, Vol. 240, 2010, pp. 204–208.
- [IEC 02] **IEC**, *Méthodes de mesure des caractéristiques magnétiques des tôles et feuillets magnétiques à l'aide de l'essai sur une tôle unique*, C. É. Internationale, vol. IEC-404 Ed.: IEC, 2002.
- [JAN 12] **Janoušek L**, *Impact of selected parameters on eddy current attenuation in conductive materials*, Proc. 9th Int. Conf. ELEKTRO 2012, p. 419–22.
- [KAN 03] **H. Kanayama, D. Tagami, K. Imoto, and S. Sugimoto**, *Finite element computation of magnetic field problems with the displacement current*, Comput. Appl. Math, vol. 159, 2003, pp. 77–84.
- [KIS 04] **Péter Kis, Miklos Kuczmann, Janos Fuzi, Amalia Ivanyi**, *Hysteresis measurement in LabView*, Physica B, Vol. 343, 2004, pp.357–363.
- [LAC 86] **M. Lacroix**, *Essais non destructifs*, Techniques de l'ingénieur 7-1986.

- [LEE 00] **Hyang-beom Lee, Dong-hun Kim**, *Impedance Calculation for a Plate with Crack in Eddy Current NDT Using 3D Indirect BIEM*, IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 36, Issue 5, H.-B, 2000, pp. 3131- 3133.
- [LUB 15] **Lubeigt, E, Mensah, S, Chaix, J F, Rakotonarivo, S, Gobillot G, Baqué F**, *Ultrasonic Imaging in Liquid Sodium: A Differential Method for Damages Detection*. Physics Procedia, vol. 70, 2015, pp. 550-553.
- [MAI 04] **Franz Mairinger**, *Chapter 2 UV-, IR- and X-ray imaging*, *Comprehensive Analytical Chemistry*, Elsevier, Vol. 42, 2004, pp. 15-71.
- [MAN 14] **Abdelmalek MANSRI**, *Processus d'aimantation dans les matériaux doux à base de fer- Représentation des Pertes en régime dynamique*, Thèse de Doctorat, Université de Annaba, 2014.
- [MAR 11] **H. Marret, A. Bleuzen, A. Guérin, M.-A. Lauvin-Gaillard, D. Herbreteau, F. Patat, F. Tranquart**, *Résultats préliminaires de la destruction des fibromes utérins par ultrasons focalisés contrôlée par résonance magnétique*, *Gynécologie Obstétrique & Fertilité*, Vol. 39, Issue 1, January 2011, pp. 12-20.
- [MON 98] **V. Monebhurrun, B. Duchêne, D. Lesselier**, *Three-dimensional inversion of eddy current data for non-destructive evaluation of steam generator tubes*, *Inverse Problems* Vol. 14, 1998, pp.707–724.
- [NEL 65] **J. A. Nelder, R. Mead**, *A simplex method for function minimization*, *The Computer Journal*, Vol. 7, 1965, pp.308–13.
- [OUK 97] **L. Oukhellou**, *Paramétrisation et classification de Signaux en Contrôle Non Destructif : application à la reconnaissance des défauts de Rails par courants de Foucault*, Thèse Doctorat à l'université de Paris-sud, France, 1997.
- [PAT 80] **S. V. Patankar**, *Numerical heat transfer and fluid flow*, Series in computational methods in mechanics and thermal sciences. 1980 Hemisphere publishing corporation.
- [PED 05] **Pedraza F, Gomez C, Carpintero MC, Hierro MP, Pérez FJ**, *On the aluminisation of stainless steel by CVD in fluidised beds*, *Surf Coatings Technol*, Vol.190, 2005, pp.223–30.
- [POL 08] **Z. Pólik, M. Kuczmann**, *Measuring and control the hysteresis loop by using analog and digital integrators*, *Journal of optoelectronics and advanced materials*, Vol. 10, Issue 7, July 2008, pp. 1861 – 1865.
- [QUZ 14] **Qu Z, Zhao Q, Meng Y**, *Improvement of sensitivity of eddy current sensors for nano-scale thickness measurement of Cu films*, *NDT E Int*, Vol.61, 2014, pp.53–7.
- [RAC 06] **Mohamed RACHEK**, *Modélisation par éléments finis de systèmes électromagnétiques en mouvement de structures tridimensionnelles, Application au couplage magnétique*

*mécanique et contrôle non destructif par courant de Foucault*, Thèse de doctorat, Université de Tizi-Ouzou, 2006.

- [RAM 09] **Brahim RAMDAN**, *Contribution à la modélisation tridimensionnelle de la technique thermo-inductive de contrôle non destructif : Développement d'un outil de conception, d'analyse et d'aide à la décision*, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2009.
- [RÖP 00] **Röper F**, High-frequency eddy current method for the thickness measurement of thin metallic foils using ferrite-core transmission systems, *NDT E Int*, Vol.33, 2000, pp.163–72.
- [SAL 09] **Siti Salwa Mat Isa, Dahaman Ishak, Mahfoozur Rehman**, *AC Magnetization Characteristics for Soft Magnetic Materials Using LabView*, Proceedings of 2009 IEEE Student Conference on Research and Development (SCORED 2009), 16-18 Nov. 2009, UPM Serdang, Malaysia
- [THI 11] **Chailloux THIBAUT**, *Caractérisation et modélisation de matériaux magnétiques en hautes températures en vue d'une application au filtrage CEM*, Thèse de Doctorat, Université CLAUDE BERNARD LYON 1, 2011.
- [THE 05] **T. P. Theodoulidis T, E. E. Kriezis**, *Series expansions in eddy current nondestructive evaluation models*, *J. Mater. Process. Technol.*, Vol.161, 2005, p. 343–347.
- [THE 06] **T. P. Theodoulidis, E. E. Kriezis**, *Eddy Current Canonical Problems (with Applications to Non destructive Evaluation)*, Tech Science Press, 2006.
- [VAR 15] **Vargas-Estevez, C. Robaina, R.R.; Perez del Real, R.; Plaza, J.A**, *Nanometric Metal-Film Thickness Measurement Based on a Planar Spiral Coils Stack*. in *Nanotechnology, IEEE Transactions on* 2015; Vol.14, Issue 2, 2015, pp.297-303.
- [WEB 99] **J.G. Webster**, *The measurement, instrumentation, and sensors handbook*, CRC Press LLC, Boca Raton, Florida, 1999.
- [WEI 08] **Weiyang Cheng, and Komura, I**, *Simulation of Transient Eddy-Current Measurement for the Characterization of Depth and Conductivity of a Conductive Plate*, *IEEE Trans. Magn*, Vol.44, Issue 11, 2008, pp.3281-3284.
- [XIA 06] **Xiang ZD, Datta PK**, *Relationship between pack chemistry and aluminide coating formation for low-temperature aluminisation of alloy steels*, *Acta Mater*, Vol.54, 2006, pp.4453–63.
- [YAN 99] **Yan H., Zhong P.D., Xi N.S., Tao C.H.**, *A case study of cracks in aeroengine compressor discs*, *Engineering Failure Analysis*, PERGAMON, June 1999, p1.

- [YAO 01] **X. Yaoqin, L. Feng and M. Xinshan**, *Computation of eddy current problems by the finite volume method*, ICEMS'2001, Internationalconference on electrical machines and systems, Vol. 2, Aug. 2001, pp. 1117-1120..
- [YIN 07] **Yin, W. and Peyton, A**, *Thickness measurement of non-magnetic plates using multi-frequency eddy current sensors*,*NDT & E International*, Vol.40, Issue 1, 2007, pp.43-48.
- [YUS 07] **Noritaka Yusa, Stephane Perrin, Kazue Mizuno, Kenzo Miya**, *Numerical modelling of general cracks from the viewpoint of eddy current simulations*, *NDT&E International*, Elsevier, Vol. 40, May 2007, pp. 577–583.
- [ZAI 12] **Houda ZAIDI**, *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 de Paris-sud 11, 2012.
- [ZOR 12] **Chiara ZORNI**, *Contrôle non destructif par courants de Foucault de milieux ferromagnétiques : de l'expérience au modèle d'interaction*, Thèse de Doctorat, Université de Paris-sud 11, 2012.

## **Production scientifique relative à la thèse :**

### **Revue**

- [1] Islam Nacereddine El Ghoul, Ahmed Cheriet, Samir Bensaid and Ala Eddine Lekhdari, “ **FVM model and virtual instrument based system for electromagnetic characterization of steel material**”, Journal of applied engineering Science and Technolog (JAEST). 2016.

### **Communications internationales**

- [2] A. Lakhdari, A. Cheriet, M. Feliachi, Islam. N. El-Ghoul, " **3D-FVM Skin Effect Model For Hidden Crack Position Evaluation**", ICEL'13, Oran, Algérie, Déc. 2013.
- [3] Islam Nacereddine El Ghoul, Ahmed Cheriet, Samir Bensaid and Ala EddineLekhdari, ” **Accurate measurement of Aluminum layer thickness in a multilayer material using eddy current sensor**”, Conférence Internationale en Science et Technologies CISTEM16, Marrakech Maroc, 26 au 28 Octobre 2016.

### **Communications nationales**

- [4] A. Lakhdari, A. Cheriet, Islam. N. El-Ghoul, A. E. Mabrouk, " **Estimation de la position d'une fissure enfouie par capteur inductif différentiel** ", CI'03, 3<sup>ème</sup> colloque sur l'inductique, Tizi-Ouzou, Algérie, Avr. 2013.
- [5] Islam Nacereddine El Ghoul, Ahmed Cheriet, Samir Bensaid and Ala Eddine Lekhdari, “**Evaluation de l'épaisseur des plaque conductrice par la méthode des courants de Foucault**” 4<sup>ème</sup> colloque sur l'inductique (CI'2015), Jijel, 2015.

### **Participation aux écoles thématiques**

- [6] I. N. El Ghoul, “**Mesure d'épaisseur des plaques d'aluminium par les courants de Foucault**”, 5<sup>ème</sup> école doctorale de formation sur les techniques de caractérisation des matériaux, 28 Février au 2 Mars 2015.
- [7] I.N. El Ghoul, “**Mesure d'épaisseur des plaques d'aluminium par les courants de Foucault**”, 5<sup>ème</sup> école doctorale de formation sur les techniques de caractérisation des matériaux, 12 et 13 Mars 2016.

## Résumé

Ce travail de thèse concerne l'évaluation non destructif par courants de Foucault dans ses aspects expérimental et modélisation. Il a pour but principal la réalisation pratique d'un banc d'essais automatisé et piloté par le logiciel Labview dédié à la caractérisation électromagnétique, l'évaluation et le contrôle de l'épaisseur des matériaux conducteurs. Cela par une analyse adéquate des signaux provenant d'un capteur à courants de Foucault, en exploitant ainsi les différents instruments disponibles au niveau du laboratoire LGEB. Dans ce contexte et afin de situer le travail dans un cadre plus général, on se place dans le cas où le matériau à inspecter possède une conductivité électrique et/ou une perméabilité magnétique inconnues quand il s'agit d'un problème de caractérisation, et une épaisseur ou un revêtement d'épaisseur inconnue quand il s'agit d'un problème d'évaluation d'épaisseur. Pour la modélisation, en utilisant la méthode des volumes finis un code numérique 2D a été développé. En l'associant un algorithme d'inversion de type simplex, le code développé peut être utilisé pour l'identification de la conductivité électrique. Les mesures expérimentales accomplies en termes de caractérisation et d'évaluation d'épaisseur montrent la bonne précision du banc d'essais réalisé.

**Mots clés :** CND-CF, MVF, inversion, caractérisation électromagnétique, mesure d'épaisseur, mesure de revêtement conducteur, banc d'essais.

## Abstract

This work concern on the nondestructive evaluation by eddy currents in its experimental and modeling aspects. Its main objective the practical implementation of an automated test bench and controlled by the Labview software dedicated to the electromagnetic characterization, evaluation and control of the thickness of the conductive materials. That by a proper analysis of signals from an eddy current sensor, by exploiting the different instruments available at the LGEB laboratory. In this context and in order to situate the work within a broader framework, we place ourselves in case the material to be inspected has an electrical and / or magnetic permeability unknown when it is a characterization of the problem, and a thickness or unknown coating thickness when it is a problem of thickness assessment. For modeling, we using the finite volume method 2D numerical code was developed. By associating a simplex-type inversion algorithm, the developed code can be used for identification of the electrical conductivity. The experimental measurements performed in terms of characterization and thickness evaluation show good accuracy achieved test bench.

**Keywords:** CND-CF, FVM, inversion, electromagnetic characterization, thickness measurement, measurement of conductive coating, test bench.

## ملخص

يندرج هذا العمل ضمن مجال الفحص غير المتلف بواسطة تيارات فوكو في جانبيه التجريبي والنمذجي. هدف العمل الأساسي إنشاء تجهيز تجريبي متحكم به عن طريق برنامج لافيوم من أجل ا لوصف الكهرومغناطيسي، قياس وتقويم سمك المواد الناقلة . من خلال التحليل السليم للإشارات من أجهزة الاستشعار بواسطة تيارات فوكو ، وبالتالي استغلال مختلف الأدوات المتاحة في مختبر الهندسة الكهربائية ببسكرة. في هذا السياق، ومن أجل وضع العمل ضمن إطار أوسع، نضع حالات ما إذا كانت المادة مجهولة الناقلية الكهربائية و (أو) النفاذية المغناطيسية، عندما يكون مشكل توصيف ، السمك أو سمك الطلاء غير معروف للمادة عندما يكون مشكل الفحص غير المتلف. تم تطوير نماذج تعتمد على طريقة الأحجام الجزئية ثنائية الأبعاد. تم ربط خوارزمية من نوع سمبليكس و النموذج المطور من أجل الحصول على قيمة الناقلية الكهربائية. القياسات التجريبية التي أجريت في مجال توصيف وتقويم سمك المواد الناقلة تظهر الدقة الجيدة للتجهيز التجريبي.

**كلمات البحث:** الفحص غير المتلف بواسطة تيارات فوكو ، طريقة الأحجام الجزئية، مشكل عكسي قياس السمك ، قياس سمك الطلاء،

تجهيز تجريبي