

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Matériaux électrotechniques

Présenté par :

KHALIFA Mabrouka Nibal / ABBAS Khaoula

Thème:

Mesure de l'épaisseur de revêtement des matériaux de Construction aéronautique par courants de Foucault

Soutenu publiquement

Le : 05/06/2017

Devant le jury :

M^{me} BOUALI Khadidja

M^r BOUCHALA Tarek

M^{me} BELKBIR Amel

MC (B)

MC (A)

MA (A)

Président

Encadreur/rapporteur

Examineur

UKM Ouargla

UKM Ouargla

UKM Ouargla

Année universitaire 2016/2017



Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

*ma mère l'exemple de patience et sacrifice, la raison de mon existence
et le support de ma vie,
mon père ,qui étaient la cause de toutes les étapes de ma vie, et qui
m'a soutenu financièrement et moralement et cognitivement, et aussi
mes sœurs et mon frères, et enfin les enseignants qui conduit mon
drapeau de la science de la roue que nous sommes aujourd'hui.*

*Enfin, je voudrais apporter un bien connu simple qui leur est
offert.*

K.Nibal

Remerciements

Ce mémoire est le résultat d'un travail de recherche d'un semestre. En préambule, nous voulons adresser tous mes remerciements aux personnes avec lesquelles on a pu échanger et qui nous ont aidés pour la rédaction de ce mémoire.

En commençant par remercier tout d'abord monsieur Bouchala Tarek, directeur de recherche de ce mémoire, pour son aide précieuse et pour le temps qu'a consacré pour nous.

Merci à monsieur Louazene Mohamed Lakhder , chef département du génie électrique.

Merci à madame Bouali Khadidja et à Madame Belkbir Amel Examinatrices , qui nous ont accordé un peu de leurs temps pour discuter autour du travail effectué .

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à nos famille,nos parents, nos sœurs et nos frères , tout nos proches et amis, qui nous ont accompagné, aidé, soutenu et encouragé tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Sommaire

Introduction générale :	1
-------------------------------	---

Chapitre I

Description Et Modélisation Du Système De Contrôle non destructif par courant de Foucault

I.1. Introduction :	3
I.2. Les méthodes du contrôle non destructif :	3
I.2.1. Procédés optiques	3
I.2.2. Ressuage	3
I.2.3. Procédés à flux de fuite magnétique	4
I.2.4. Radiographie et techniques connexes	5
I.2.5. Thermographie	6
I.2.6. L'holographie	7
I.2.7. L'émission acoustique	7
I.2.8. Ultrasons	7
I.3. Courants de Foucault	8
I.3.1. Principe et bases physiques	8
I.3.1.1. Principe de la détection par courants de Foucault	8
I.3.1.2. Répartition des courants de Foucault	9
I.3.1.3. Effets des courants induits sur une bobine	13
I.3.2. Mise en œuvre du sondage par courants de Foucault	16
I.3.2.1. Principaux paramètres	16
I.3.2.2. Montage des sondes	16
I.3.2.3. Chaîne de mesure	20
I.4. Avantages et limitations	22
I.5. Équation magnétodynamique à travers les équations de Maxwell	24
I.5.1 Relations du milieu	25
I.5.2 Loi d'Ohm	25
I.5.3 Relations de passage	26
I.5.4 Equations de continuité	27
I.5.5 Condition aux limites	27
I.5.6 Formulation magnétodynamique en terme du potentiel vecteur magnétique A	28
I.6. Conclusion	28

Chapitre II

Résolution De l'Équation Magnétodynamique Par La Méthode Des Éléments Finis

II.1 Introduction.....	30
II.2 Méthodes de résolution.....	30
II.2.1 Méthodes analytiques.....	30
II.2.1.1 Méthode de séparation des variables.....	31
II.2.1.2 Limitation des méthodes analytiques.....	31
II.2.2 Méthode semi analytiques.....	31
II.2.2.1 Méthode des images électriques.....	31
II.2.2.2 Méthode des circuits couplés.....	32
II.2.3 Méthodes numériques.....	33
II.2.3.1 Méthode des différences finis.....	33
II.2.3.2 Méthode des intégrales de frontières (MIF).....	34
II.2.3.3 Méthode des volumes finis (MVF).....	34
II.2.3.4 La méthode des éléments finis.....	35
II.3 Principales équations aux dérivées partielles.....	35
II.3.1 Equation elliptique.....	35
II.3.2 Equation parabolique.....	36
II.3.3 Equation hyperbolique.....	36
II.4 Approximation par élément finis.....	36
II.5 Méthodes de formulation éléments finis des équations électromagnétiques.....	38
II.6 Formulation éléments finis de l'équation magnétodynamique.....	39
II.7 Conclusion.....	40

Chapitre III

Algorithmes génétiques

III.1 Introduction	41
III.2.4 Mise en œuvre de la méthodes algorithmes génétiques	43
III.2.5. Description détaillée.....	44
III.2.5.1 Le codage binaire.....	44
III.2.5.1 Opérateurs génétiques	45
III.2.5.2.1 La sélection.....	45
III.2.5.2.2 Le croisement.....	47
III.2.5.3 La mutation.....	47
III.2.5.2.3 critère d'arrêt	47

III.2.6 Organigramme d'algorithme génétique	50
III.3 conclusion	50

Chapitre IV

Application et validation

IV.1 Introduction.....	51
IV.2 Matériaux pour la construction aéronautique.....	51
IV.3 Mesure d'épaisseur de revêtement.....	54
IV.4 Caractéristiques du diapositive.....	53
IV.5 Détermination de l'impédance du capteur.....	53
IV.6 Schéma du problème inverse.....	55
IV.7 Domaine de résolution et conditions aux limites.....	55
IV.8 Résultats de la simulation par les éléments finis.....	58
IV.9 Analyse des résultats.....	63
IV.10 Formulation du problème inverse et application.....	63
IV.11 Analyse de résultats.....	68
IV.12 Conclusion.....	68
Conclusion générale.....	69

La liste des Figures

Chapitre Un

Figure I.1. Principe de la méthode de ressuage.....	4
Figure I.2. Contrôle par magnétoscopie.....	5
Figure I.3. Impression, sur le film radiographique, de l'image du défaut.....	5
Figure I.4. Principe de la Radiographie.....	6
Figure I.5. Principe des ultrasons.....	8
Figure I.6. Principe de la détection par courants de Foucault.....	9
Figure I.7. Répartition des courants de Foucault dans un cylindre.....	11
Figure I.8. Répartition des courants de Foucault sous une surface plane.....	11
Figure I.9. Profondeur de pénétration conventionnelle des courants de Foucault.....	12
Figure I.10. Représentation des variations d'impédance d'une bobine.....	13
Figure I.11. Diagrammes théoriques de l'impédance normalisée d'une bobine de diamètre D encerclant une barre métallique ferromagnétique ou non de diamètre	14
Figure I.12. Influence de σ ou du lift-off sur le diagramme d'impédance normalisée.....	15
Figure I.13. Sonde à double fonction.....	17
Figure I.14. Sonde à fonctions séparées.....	18
Figure I.15. Sonde différentielle.....	18
Figure I.16. Bobine en circulante.....	18
Figure I.17. Bobine interne.....	19
Figure I.18. Sonde ponctuelle.....	19
Figure I.19. Différents types de sondes.....	20
Figure I.20. Capteur interne tournant.....	20
Figure I.21. Schéma de principe d'un appareil mono fréquence de contrôle par courants de Foucault.....	21

Chapitre Deux

Figure II.1. charge électrique près d'un plan métallique (a) structure à étudier, (b) structure équivalente	32
Figure II.2. Maillage différences finies.....	33
Figure II.3. Maillage du domaine d'étude.....	35

Chapitre Trois

Figure III.1. sélection par une roue de loterie	46
Figure III.2. Principe de croisement génétique un seule point	47

Figure III.3. Principe de la mutation	48
Figure III.4. Organigramme de l'algorithme génétique.....	50
Chapitre quatre	
Figure IV.1 . Matériaux de construction aéronautique.....	54
Figure IV.2. Mesure de revêtement par courant de Foucault.....	54
Figure IV.3. capteur a C.F au-dessus d'une tôle plane.....	55
Figure IV.4. Processus général d'inversion itérative.....	57
Figure IV.5. Domaine de résolution représentant $\frac{1}{2}$ du domaine complet dans le plan[x, z]...	57
Figure IV.6 .Paramètre de l'impédance du capteur en fonction de l'épaisseur de revêtement pour différent type de matériau $f_r = 10\text{kHz}$	58
Figure IV.7 .Paramètre de l'impédance du capteur en fonction de l'épaisseur de revêtement pour différent type de matériau $f_r = 10\text{kHz}$	58
Figure IV.8 .Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différent épaisseur de revêtement $f_r = 10\text{kHz}$. Inox304L.....	59
Figure IV.9. Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différent épaisseur de revêtement $f_r = 1\text{MHz}$. Inox304L	59
Figure IV.10. Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différent épaisseur de revêtement $f_r = 10\text{kHz}$ AU4G	60
Figure IV.11 .Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différent épaisseur de revêtement $f_r = 1\text{MHz}$ AU4G	60
Figure IV.12 .Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différent épaisseur de revêtement $f_r = 10\text{kHz}$ Aluminium	61
Figure IV.13. Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différent épaisseur de revêtement $f_r = 1\text{MHz}$ Aluminium.....	61
Figure IV.14. Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différent épaisseur de revêtement $f_r = 10\text{kHz}$ Titane	62
Figure IV.15. Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différent épaisseur de revêtement $f_r = 1\text{MHz}$ Titane	62

Figure IV.16 .Organigramme d'optimisation par la méthode proposée.....	64
Figure IV.17 .Epaisseur de revêtement en fonction de l'itération $f_r=10$ kHz calculé avec l'algorithme proposé.....	65
Figure IV.18. Paramètre de l'impédance du capteur en fonction de l'épaisseur de revêtement pour différent type de matériau $f_r=1$ MHz.....	65
Figure IV.19 .Epaisseur de revêtement en fonction de l'itération $f_r=1$ MHz calculé avec l'algorithme proposé.....	66
Figure IV.20 .Epaisseur de revêtement correspondent au meilleur individu et en fonction objectif du nombre d'itération $f_r= 10$ Khz.....	66
Figure IV.21 .Epaisseur de revêtement correspondent au meilleur individu et en fonction objectif du nombre d'itération $f_r= 10$ Khz.....	67
Figure IV.22 .Epaisseur de revêtement correspondent au meilleur individu et en fonction objectif du nombre d'itération $f_r= 10$ Khz.....	67

Introduction générale

Introduction Générale

Le contrôle non destructif par courant de Foucault a envahi les secteurs métallurgique, aéronautique et industriel grâce à la nécessité devant laquelle se sont trouvés de se doter des techniques les plus sophistiquées afin de garantir la sécurité et la fiabilité des installations.

Dans le domaine de l'aéronautique les parties soumises à de fortes contraintes chimiques et mécaniques sont périodiquement testées par plusieurs méthodes.

C'est le cas de la division de maintenance d'air Algérie qui dispose d'un atelier comprenant une série de procédés de contrôle non destructif par courants de Foucault visant à tester et contrôler les parties concernées des avions,[1,2].

La mesure d'épaisseur de revêtement (coating thickness measurement en anglais) est une discipline très utile de la science des matériaux. L'épaisseur fait partie des critères essentiels de caractérisation d'un revêtement. Une épaisseur minimum de couche(s) sur une pièce est requise pour garantir des propriétés physiques, électriques, mécaniques ou esthétiques. Les domaines d'applications typiques sont les industries automobile et aéronautique, la microélectronique.

En effet, plusieurs algorithmes stochastiques et déterministes sont capables d'assumer la mesure de l'épaisseur de revêtement; par exemple les algorithmes génétiques sont capables d'estimer un nombre élevé des paramètres en minimisant une fonctionnelle connue,[3] . Cependant même si cette méthode assure une convergence vers un minimum global, elle reste inadéquate pour la résolution des problèmes en temps réel car elle est relativement lente en comparaison à d'autres méthodes déterministes telles que l'algorithme proposé, [4]; dont la rapidité et la précision est garantie ce qui permet une mesure en temps réel.

Notre mémoire est répartie en quatre chapitres :

La **premier chapitre** donne une description générale des méthodes des CND CF ainsi que la modélisation des phénomènes électromagnétiques intervenant jusqu'à aboutir à l'équation de magnétodynamique.

Ensuite, en **deuxième chapitre**, nous abordons la résolution de l'équation de magnétodynamique et cela après avoir présenté la méthode des éléments finis et l'appliquer à cette équation.

Pour estimer, l'épaisseur d'une tôle, nous utilisons l'algorithme génétique.

C'est pour cette raison que le **troisième chapitre** est consacré à une description détaillée de cette méthode.

Enfin, en **quatrième chapitre**, nous appliquons la méthode des algorithmes génétiques et un autre algorithme déterministe proposé pour la mesure de l'épaisseur de revêtement d'une tôle en Inox304L, Titane, AU4G(Matériel anodisable selon procédé (nous consulter))et Aluminium . Ensuite, une comparaison quantitative et qualitative est réalisée entre ces deux méthodes.

Chapitre I

Description Et Modélisation Du Système De CND- CF

I.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les différentes techniques de CND existantes, en rappelant leur principe, leurs avantages et inconvénients. Etant donné, que notre recherche est axée sur la technique par courants de Foucault, cette méthodologie d'inspection sera présentée de manière détaillée du point de vue phénoménologique et technologique.

Ensuite, nous abordons la modélisation des phénomènes électromagnétique régissent le système de CND-CF à travers les équations de maxwell. Cela nous permettra d'aboutir à l'équation magnétodynamique qu'on exprimera dans le cas 2D cartésien et dans le cas axisymétrique,[5].

I.2. Les méthodes du contrôle non destructif

I.2.1. Procédés optiques

L'examen visuel est le premier des procédés de contrôle, le plus simple et le plus général puisque c'est aussi le point final de la majorité des autres procédés non destructifs. En examen préalable, l'inspection visuelle d'un objet, d'une structure, d'un assemblage tel qu'une soudure permettra de guider un observateur expérimenté dans la définition d'une autre technique: choix de l'angle de tir en radiographie, direction de magnétisation, fréquence ultrasonore.

L'examen visuel direct des pièces peut constituer un contrôle suffisant pour la détection des défauts débouchant en surface et surtout des **hétérogénéités locales et superficielles** (taches de différentes natures) constituant des défauts d'aspect rédhitoires pour des produits plats du types tôles, tissus, verre, etc. Toutefois l'examen purement visuel présente des limitations de différentes natures.

Le contrôle optique intervient enfin comme **étape ultime des procédés de contrôle** décrits par ailleurs tels que le ressuage ou la magnétoscopie dont le rôle n'est d'ailleurs autre que d'améliorer la lisibilité optique des petits défauts. Il est utile aussi de rappeler que les principales techniques de contrôle non destructif délivrent en fait des images qu'il faudra lire et éventuellement traiter : c'est évident pour la radiographie ou la thermographie, mais la **cartographie des défauts** devient petit à petit un élément important des contrôles ultrasonores ou par courants de Foucault.

I.2.2. Ressuage

Le ressuage comprend trois étapes :

- Après un nettoyage soigné, la pièce est soumise à l'action d'un pénétrant qui

diffuse dans le défaut.

- On procède au rinçage de l'excès du pénétrant à la surface de la pièce.
- Le pénétrant contenu dans le défaut diffuse sur le révélateur appliqué à la surface de la pièce. On observe la tache résultante sous un éclairage adapté.

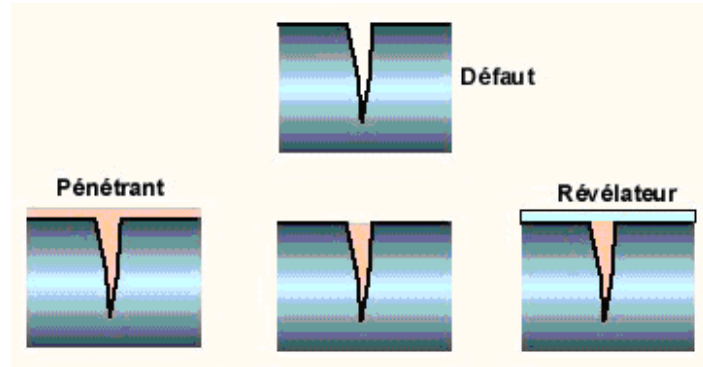


Figure I.1 Principe de la méthode de ressuage

I.2.3. Procédés à flux de fuite magnétique

La théorie des circuits magnétiques indique que la présence d'un entrefer correspond à un fort accroissement local de la réluctance du circuit et donc de la différence de potentiel magnétique (d.p.m.), constituant ainsi un obstacle au flux magnétique dont les lignes de force doivent alors s'épanouir latéralement selon un flux de fuite comme l'indique la figure I.2. Cet effet de dispersion des lignes de flux s'exerce même pour un entrefer minime, dans la mesure où le rapport des réluctances entre l'entrefer et le circuit est inversement proportionnel à la perméabilité relative de celui-ci, soit un rapport de 500 à 1 000 pour un circuit ferromagnétique en acier excité au de la saturation.

Cet effet de dispersion d'un flux magnétique hors d'une pièce ferromagnétique, au droit d'une fissure débouchante ou sous-cutanée (ou toute autre hétérogénéité non ferromagnétique se comportant comme un entrefer), est à la base d'une gamme de procédés magnétiques de **détection des défauts de surface dans les aciers** dont le plus connu et le plus employé est la **magnétoscopie**. Ces procédés magnétiques diffèrent entre eux principalement par le mode de mise en évidence du flux de fuite magnétique correspondant à la dispersion de flux décrite ci-dessus. En magnétoscopie, on observe visuellement une accumulation de poudre de fer ou de magnétite colorée provoquée par le flux de fuite. En **Magnétographie**, on recueille la trace magnétique du flux de fuite sur un film, une bande ou une pâte d'empreinte magnétisable ; les autres procédés sont regroupés sous le vocable **détecteur à flux de fuite** (*magneticleakage flux testing*); il s'agit généralement d'appareils de

contrôle automatique de barres et de tubes d'acier mettant en œuvre des détecteurs ponctuels de flux électromagnétiques .

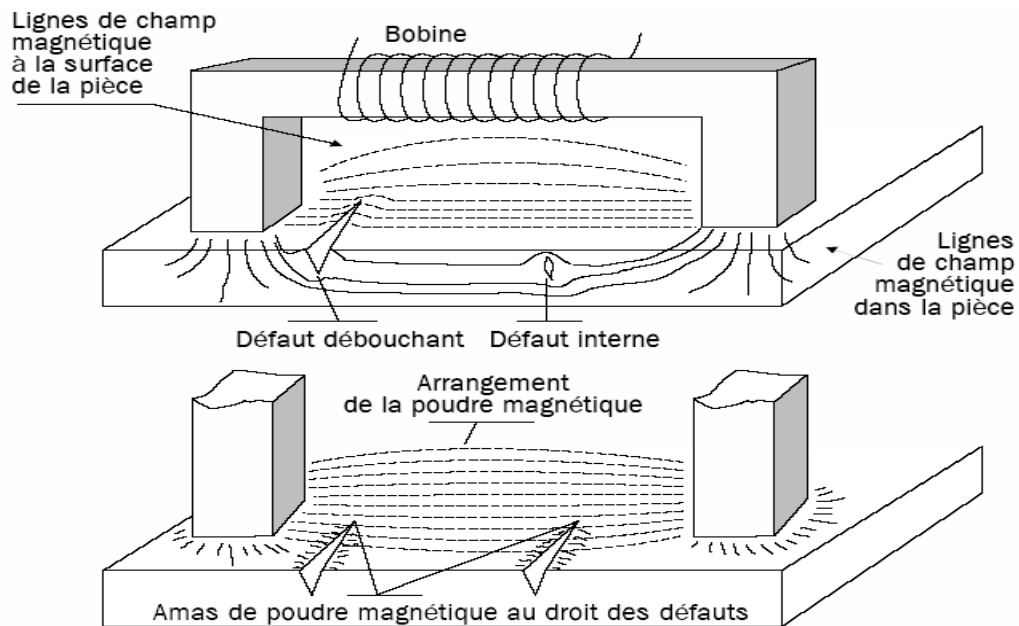


Figure I.2 Contrôle par magnétoscopie

I.2.4. Radiographie et techniques connexes

L'examen de la structure ou de la santé interne d'un objet par radiographie consiste à le faire traverser par un rayonnement électromagnétique de très courte longueur d'onde (rayons X ou γ) et à recueillir les modulations d'intensité du faisceau sous forme d'une image sur un récepteur approprié, un film dans la plupart des cas, comme l'illustre la figure I.3. Selon le même principe, on peut obtenir des images en utilisant d'autres particules que les photons et ainsi mettre en œuvre des techniques comme la **neutronographie**.

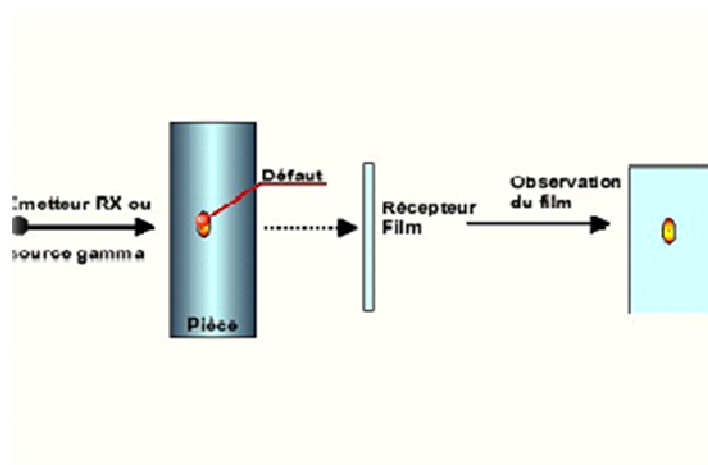


Figure I.3 Impression, sur le film radiographique, de l'image du défaut

De par son principe, la radiographie ne permet pas d'avoir d'information sur la localisation du défaut en profondeur dans la pièce examinée. Il faut pour cela réaliser plusieurs clichés sous des angles de tir différents, ce qui n'est pas toujours possible. Un autre moyen est la tomographie industrielle. Elle a le même principe que le scanner médical. Elle consiste à reconstruire une coupe de la pièce par des algorithmes complexes à partir d'une succession d'acquisitions suivant des angles différents. La répétition de ce processus selon différentes hauteurs de tir permet d'obtenir une image 3D virtuelle complète de l'objet Figure I.4.

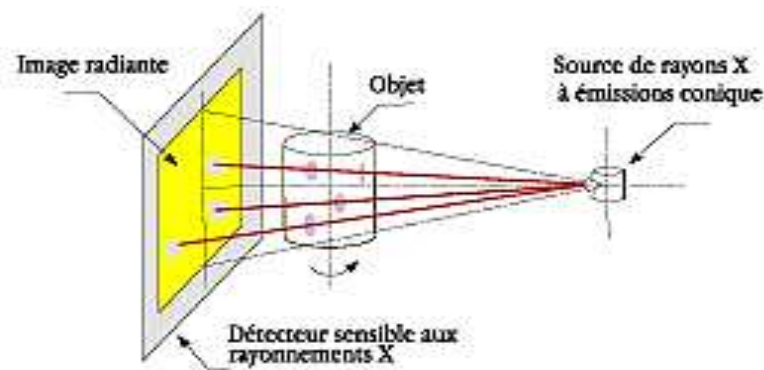


Figure I.4 Principe de la Radiographie

L'essor de cette méthode est essentiellement dû aux progrès de l'informatique et à l'augmentation des capacités de traitement, que ce soit dans le domaine médical ou industriel.

Le champ d'application de la radiographie est très vaste ; c'est en effet la technique retenue lorsqu'il s'agit de mettre clairement en évidence et de dimensionner des hétérogénéités à l'intérieur des objets de toute nature, aussi bien au stade de la fabrication qu'à celui des contrôles de maintenance.

Les inconvénients principaux de cette technique sont :

- Coût de mise en œuvre des dispositifs et procédures de protection du personnel ;
- Réglementation souvent très contraignante (transport et stockage des sources radioactives,...).

I.2.5. Thermographie

La thermographie repose sur l'étude de la diffusion de la chaleur dans la cible à contrôler. Une quantité de chaleur est une quantité d'énergie stockée dans la matière et la température en est un indicateur mesurable. La thermographie consiste en l'interprétation des cartes thermiques (thermo grammes) des surfaces observées.

Une distinction est faite entre la thermographie passive qui résulte de la simple observation des gradients thermiques sur une pièce, et la thermographie active lorsqu'une perturbation thermique a été volontairement générée pour le contrôle (par une source laser par exemple). Les discontinuités dans la pièce se traduisent par des différences de température sur l'image. L'acquisition des images thermiques s'obtient alors à l'aide d'une caméra thermographique.

I.2.6. L'holographie

Elle consiste à enregistrer deux hologrammes de l'objet obtenus à des instants distincts pour deux états de contraintes différents de la pièce. La déformation provoquée au droit d'un défaut éventuel se manifeste par une anomalie locale du réseau de franges superposé à la pièce et qui est observé visuellement. Ce type de contrôle peu répandu est appliqué aux pales d'hélicoptère, aux pneumatiques, aux propulseurs d'engins, etc, .

I.2.7. L'émission acoustique

Elle consiste à écouter les « bruits » émis par une structure sous contrainte. Des méthodes de triangulation permettent de localiser les sources d'émission.

I.2.8. Ultrasons

Les ultrasons sont des vibrations mécaniques prenant naissance et se propageant dans tout support matériel (solide, liquide ou gaz) présentant une certaine élasticité. En continuation de la gamme sonore, les ultrasons correspondent à des fréquences oscillatoires supérieures à la limite d'audibilité humaine et s'étendant dans une large gamme allant de 15 kilohertz (nettoyage) à plus de 100 MHz (microscopie acoustique, application électronique).

La gamme 1 à 10 MHz couvre la grande majorité des applications des ultrasons en contrôle non destructif industriel. Cela n'est pas un hasard car ces fréquences correspondent, pour les matériaux courants, à des longueurs d'onde ultrasonore de l'ordre du **millimètre**, valeur réalisant un bon compromis entre directivité, absorption, détectabilité des petits défauts, facilité de réalisation d'appareillages électroniques et de transducteurs fiables et économiques.

Le principe consiste à émettre une onde ultrasonore (par un transducteur) qui se propage dans la pièce à contrôler et se réfléchit, à la manière d'un écho, sur les obstacles qu'elle rencontre (défauts, limites de la pièce). Les échos sont analysés sur un écran ou traités dans une chaîne de mesure. Le signal est maximal lorsque le défaut est perpendiculaire aux ondes émises (Figure I.5).

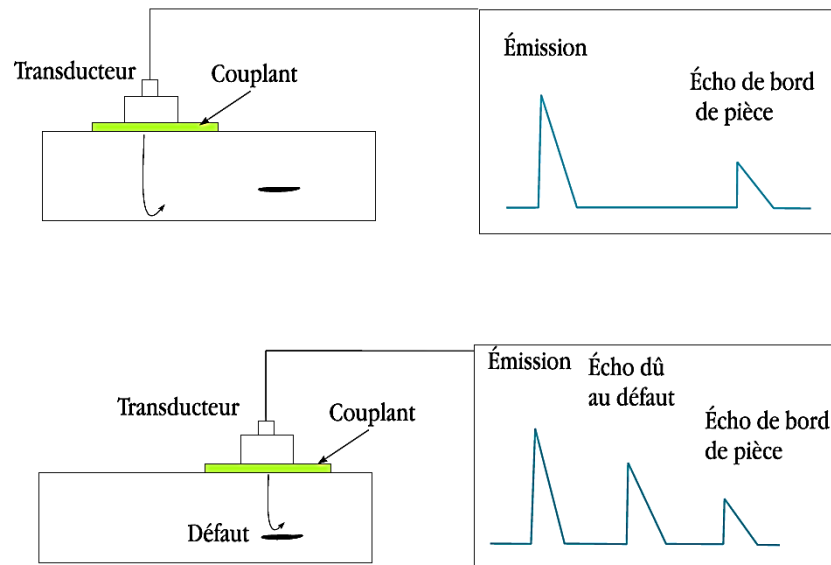


Figure I.5 Principe des ultrasons

Le contact entre le transducteur et la cible n'est jamais parfait ; il existe une couche d'air les séparant. La quasi-totalité de l'énergie émise par le transducteur à l'interface air-matériau ne pénètre pas à l'intérieur du matériau. Il y a ainsi nécessité de déposer un couplant (eau, huile par exemple) entre le transducteur et le matériau.

I.3. Courants de Foucault

I.3.1. Principe et bases physiques

I.3.1.1. Principe de la détection par courants de Foucault

Lorsque l'on place un corps conducteur dans un champ magnétique variable dans le temps ou dans l'espace, des courants induits se développent en circuit fermé à l'intérieur de celui-ci, ce sont les courants de Foucault (physicien français 1819-1868). Ainsi, une bobine parcourue par un courant variable, alternatif par exemple, génère de tels courants induits qui, créent eux-mêmes un flux magnétique qui s'oppose au flux générateur, modifiant par là-même l'impédance de cette bobine. C'est l'analyse de cette variation d'impédance qui fournira les indications exploitables pour un contrôle ; en effet, le trajet, la répartition et l'intensité des courants de Foucault dépendent des caractéristiques physiques et géométriques du corps considéré, ainsi bien entendu que des conditions d'excitation (paramètres électriques et géométriques du bobinage).

On conçoit dès lors qu'un défaut, constituant une discontinuité électrique venant perturber la circulation des courants de Foucault, puisse engendrer une variation d'impédance décelable au niveau de la bobine d'excitation (ou de tout autre bobinage situé dans le champ).

Ce principe simple est surtout utilisé pour détecter des **défauts superficiels**, dans la mesure où les courants de Foucault ont tendance à se rassembler à la surface des corps conducteurs (effet de peau) (Figure I.6).

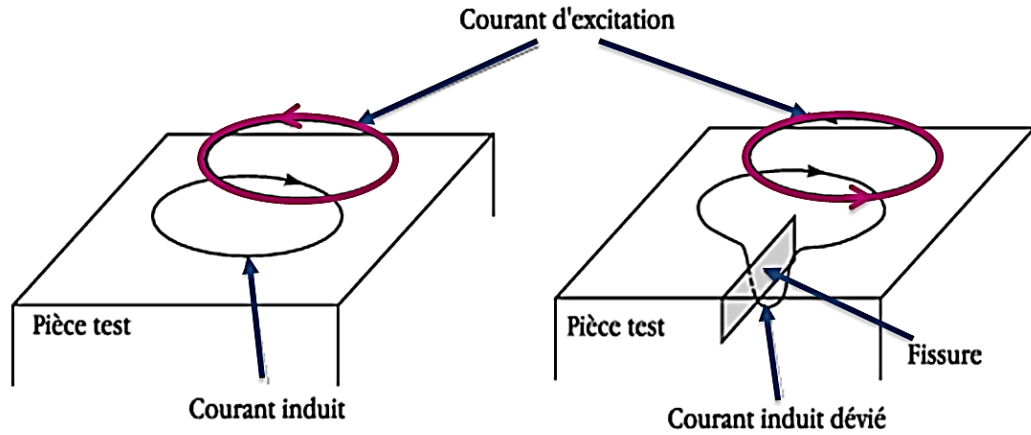


Figure I.6 Principe de la détection par courants de Foucault

I.3.1.2. Répartition des courants de Foucault

I.3.1.2.1. Loi fondamentale

La répartition des champs magnétiques et des courants induits dans un matériau conducteur, et éventuellement magnétique, est régie par les lois fondamentales de l'électromagnétisme dont la formulation la plus générale est donnée par les équations de Maxwell :

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (I.1)$$

$$div \vec{E} = 0 \quad (I.2)$$

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (I.3)$$

\vec{H} et \vec{B} : Vecteurs champ et induction magnétiques,

\vec{E} et \vec{D} : Vecteurs champ et induction électriques,

\vec{j} : vecteur densité de courant,

Sachant par ailleurs que l'on a les relations :

$$\vec{B} = \mu(H) \vec{H} \quad (I.4)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (I.5)$$

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \text{ (loi d'ohm)} \quad (I.6)$$

Avec : $\mu(H)$ perméabilité absolue du matériau pour le champ H ,

ϵ : Permittivité du matériau,

σ : Conductivité du matériau.

On peut résoudre ce système d'équations dans deux cas simples qui s'approchent assez bien des deux principales configurations du contrôle industriel par courants de Foucault :

- le cas d'une bobine encerclant une barre pleine (ou un tube) ;
- le cas d'une bobine disposée à plat près de la surface d'un corps massif.

I.3.1.2.2. L'effet de peau

Si, pour les deux configurations précédentes, on suppose que les paramètres électromagnétiques sont constants et que le corps conducteur est isotrope et homogène, de longueur ou de profondeur infinies, que le courant d'excitation est sinusoïdal de pulsation ω , on peut alors calculer l'induction et la densité de courants induits.

▪ **Dans le cas de la barre pleine**, de rayon R , les champs sont longitudinaux, les courants sont circulaires et ont une amplitude et une phase sur le rayon r données par la relation :

$$J = nk \frac{M_1(kr)}{M_0(kR)} \cos \left[\omega t + \theta_1(kr) - \theta_0(kR) + \frac{3\pi}{4} \right] \quad (\text{I.7})$$

Avec :

J : densité de courant (intensité par unité de surface traversée par le courant),

n : nombre de spires,

$I = I_0 \sin \omega t$ courant d'excitation,

$M_0, \theta_0, M_1, \theta_1$ fonctions de Bessel de première et seconde espèce et d'ordre 0 et 1,

$$k = \sqrt{\omega \mu \sigma}.$$

On définit souvent le *nombre de référence* égal à :

$$kr = r\sqrt{\omega \mu \sigma} = r\sqrt{2\pi f \mu \sigma} \quad (\text{I.8})$$

et la *fréquence caractéristique* (ou *fréquence limite*) de la barre f_c telle que :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R^2 \sigma \mu} \quad (\text{I.9})$$

(R en m, σ en $\Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$, μ en $\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$, f_c en Hz)

Avec les mêmes unités, on peut écrire, d étant le diamètre de la barre et μ_r sa perméabilité relative :

$$f_c = \frac{506\,600}{\sigma \mu_r d^2} \quad (\text{I.10})$$

À partir de la formule (I.7), on peut tracer la variation de l'amplitude J de densité de courant en fonction du rayon r dans la barre.

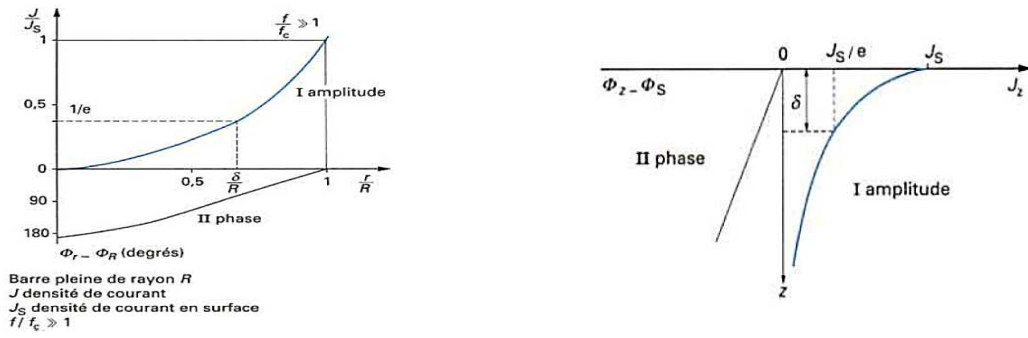


Figure I.7 Répartition des courants de Foucault dans un cylindre.

Figure I.8 Répartition des courants de Foucault sous une surface plane.

La courbe I de la (figure I.7) montre que J est maximale à la surface et diminue avec la profondeur selon une loi approximativement exponentielle dès que le rapport $\frac{f}{f_c}$ devient grand. On quantifie cet « **effet de peau** » par une **profondeur de pénétration** δ , profondeur sous la surface pour laquelle $J = J_s / e$, J_s étant la densité de courant en surface et $e = 2,718$ la base des logarithmes népériens. Il en résulte que environ 63 % des courants induits passent entre la surface et cette profondeur δ , créant une zone de forte sensibilité. On peut obtenir, pour toutes les configurations, une valeur approchée de δ en utilisant la relation (I.12) établie ci-dessous pour la configuration plane et à condition que f/f_c soit grand (supérieur à 1) Il faut toutefois remarquer que la profondeur δ n'a en fait pas de réelle signification physique puisqu'il ne s'agit en aucun cas d'une frontière entre zones avec et sans présence de courants de Foucault, comme certains l'imaginent à tort.

- **Dans le cas d'un solide conducteur massif à surface plane** surmontée d'une nappe de courant (supposée infinie pour le calcul), la résolution analytique des équations de base conduit à la valeur de la densité de courant J_z à la profondeur z sous la surface, telle que :

$$J_z = J_s \cdot \exp\left(-z \sqrt{\frac{1}{2} \omega \sigma \mu}\right) \cdot \cos\left(\omega t - z \sqrt{\frac{1}{2} \omega \sigma \mu} + \frac{\pi}{4}\right) \quad (\text{I.11})$$

On peut constater que la densité des courants induits J_z décroît exponentiellement (courbe I, Figure I.7) depuis la surface et l'effet de peau résultant est caractérisé par une profondeur de pénétration δ telle que :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2} \omega \sigma \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \sigma \mu f}} \quad (\text{I.12})$$

soit de façon pratique étant la fréquence f d'excitation en hertz et μ_r la perméabilité relative :

$$\delta = \frac{500}{\sqrt{f \sigma \mu_r}} \quad (\text{I.13})$$

δ étant exprimé en m, σ conductivité en $\Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$

L'abaque de la figure I.9 permet de connaître, en fonction de la fréquence, cette profondeur de pénétration pour les matériaux qui font le plus couramment l'objet de contrôle par courants de Foucault ; on voit que le ferromagnétisme des aciers augmente fortement l'effet de peau, toutes choses égales par ailleurs ; dans ce cas, si besoin est, on peut accroître la profondeur de pénétration en diminuant la perméabilité μ à l'aide d'un champ magnétique continu de saturation. On voit aussi que, pour obtenir des profondeurs de pénétration de l'ordre du mm, il convient d'utiliser, selon le matériau, des fréquences de 10 à 10^5 Hz, ce qui correspond? somme toute à une gamme de fréquence bien adaptée à la technologie électronique courante.

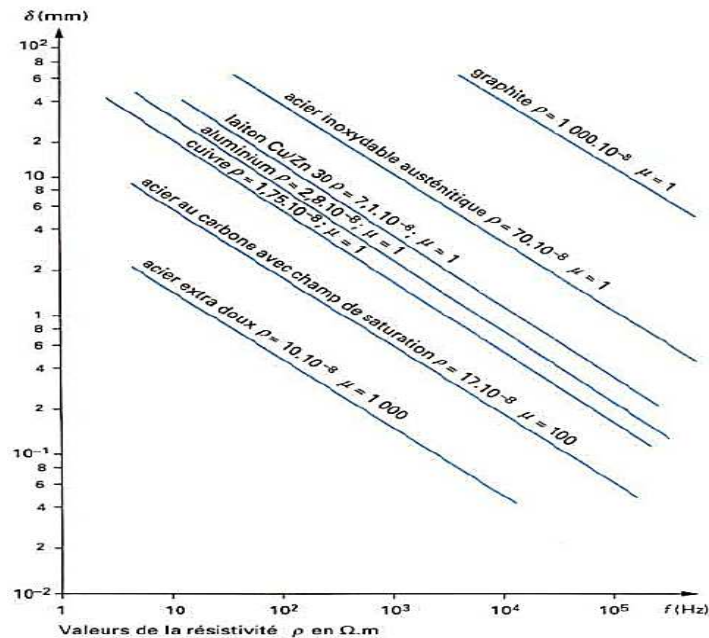


Figure I.9 Profondeur de pénétration conventionnelle des courants de Foucault

I.3.1.2.3. Déphasage des courants induits

Le déphasage des courants induits apparaît clairement dans les relations (I.7) et (I.11). On constate une variation quasi linéaire en fonction de la profondeur, comme le montrent les courbes II de La (Figure I.7) et de La (Figure I.8). Cette variation peut être mise à profit, dans le contrôle des tubes par exemple ; dans ce cas, en effet, on peut choisir une fréquence d'excitation telle que les courants induits près des surfaces externe et interne du tube soient déphasés de $\pi/2$, ce qui permet de discriminer les défauts correspondants.

I.3.1.2.4. Cas général

Les relations précédentes ne peuvent être utilisées que comme repères dans le calcul des conditions électromagnétiques d'un cas réel de contrôle ; en effet, dans la pratique, on n'a jamais affaire à des bobinages infinis et à des objets totalement homogènes et isotropes, ni à des configurations géométriques bobine-objet parfaitement symétriques. L'expérience peut toutefois être désormais guidée par des **modélisations numériques** de la répartition des champs et des courants en présence ou en absence de défauts et dans des configurations compliquées. Les énormes progrès réalisés dans le domaine des calculs numériques et les nombreuses études menées dans ce domaine depuis les années 1975 nous permettent, désormais, de disposer de modèles aux éléments finis à 2 et 3 dimensions et aux équations intégrales de frontière.

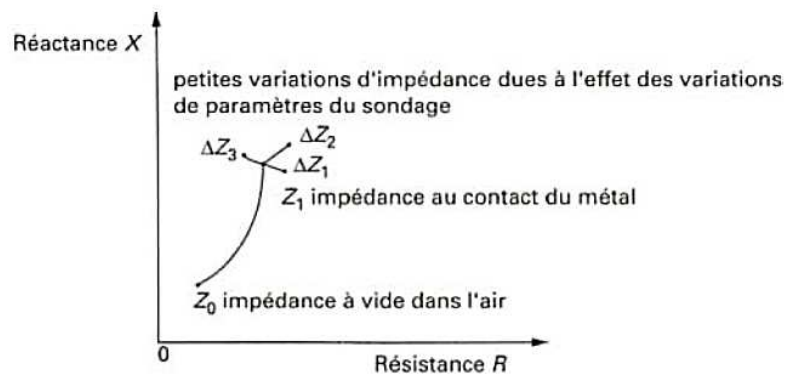


Figure I.10 Représentation des variations d'impédance d'une bobine

I.3.1.3. Effets des courants induits sur une bobine.

I.3.1.3.1. Diagramme de fonctionnement

Les sondes de contrôle par courants de Foucault sont toujours des bobines de formes variées, uniques ou multiples, éventuellement couplées, caractérisées électriquement par une résistance R et une réactance $X=L\omega$ se combinant en une impédance Z ; le point de fonctionnement de la bobine peut être ainsi illustré par l'extrémité du vecteur \vec{Z} dans le plan complexe R, L (Figure I.10). Il est utile, pour définir les conditions d'un contrôle, de connaître l'influence des différents paramètres en jeu sur cette impédance Z . Les modèles analytiques ou numériques mentionnés au paragraphe I.3.1.2 permettent de tracer les diagrammes théoriques qu'il sera utile de compléter par des résultats d'expérience, en particulier pour connaître l'influence de la présence des défauts recherchés et ainsi choisir la phase qui permet la meilleure sensibilité de détection (Figure I.10)(§I.3.1.4.1). L'influence de la conductivité σ et de la fréquence f se matérialise dans le plan complexe par des courbes ayant l'allure d'arcs de cercles centrés sur l'axe OX . Une perméabilité magnétique relative

croissante engendre un réseau homothétique de courbes, comme l'illustre la (figure I.11) pour laquelle on a pris la représentation usuelle du diagramme normalisé en $L_0 \omega$ ($L_0 \omega$ étant l'inductance de la bobine dans l'air).

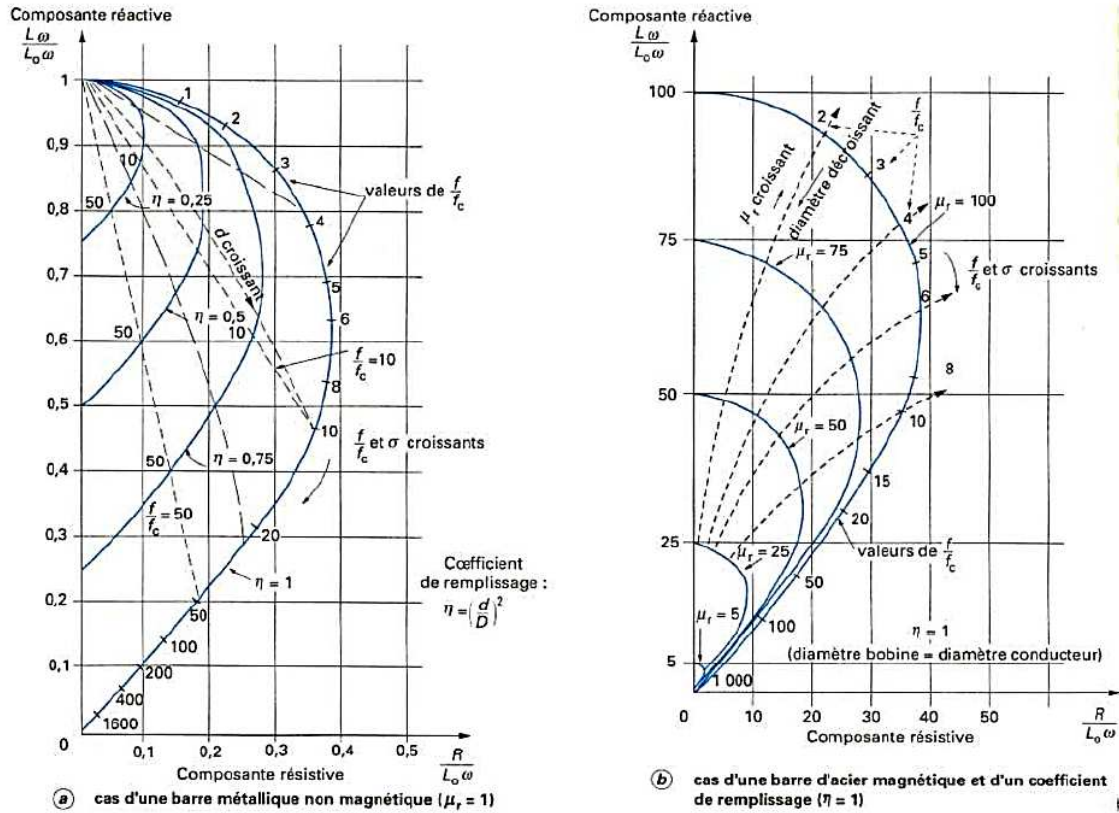


Figure I.11 Diagrammes théoriques de l'impédance normalisée d'une bobine de diamètre D encadrant une barre métallique ferromagnétique ou non de diamètre d

I.3.1.3.2. Plan d'impédance normalisée

L'interaction sonde-cible peut s'étudier dans le cas d'une sonde à double fonctions en examinant l'impédance complexe de la sonde. Pour un bobinage de N spires parcouru par un courant alternatif sinusoïdal I_{exc} , cette impédance est définie par :

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{V}_{exc}}{\mathbf{I}_{exc}} = \mathbf{R} + j\mathbf{X} \quad (\text{I.14})$$

où \mathbf{V}_{exc} et \mathbf{I}_{exc} sont les grandeurs complexes associées à la tension et au courant d'excitation. Une sonde est donc caractérisée par deux grandeurs : la composante résistive R qui englobe les pertes par courants de Foucault dues à la pénétration du champ dans la cible et les pertes internes du bobinage d'excitation, et le terme inductif X qui représente la réactance du bobinage d'excitation, liée à la topologie des lignes de champ magnétique émises par la sonde. Pour ne conserver dans l'expression de l'impédance que les variations dues à la présence de la cible, on introduit traditionnellement la notion d'impédance normalisée. Cette impédance normalisée Z_n se déduit de l'impédance de la sonde Z à l'aide de l'expression :

$$Z_n = R_n + jX_n = \frac{Z - R_0}{X_0} \quad (I.15)$$

Où : $Z_0 = R_0 + jX_0$ est l'impédance à vide de la sonde (impédance sans cible).

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

Pour une sonde donnée, toute variation de l'un des paramètres de la pièce induit un déplacement du point représentatif de Z_n dans le plan d'impédance normalisée.

La (Figure I.12) illustre l'allure des trajectoires que décrit le point d'impédance de la sonde pour des variations de conductivité électrique σ et de distance de mesure (lift-off).

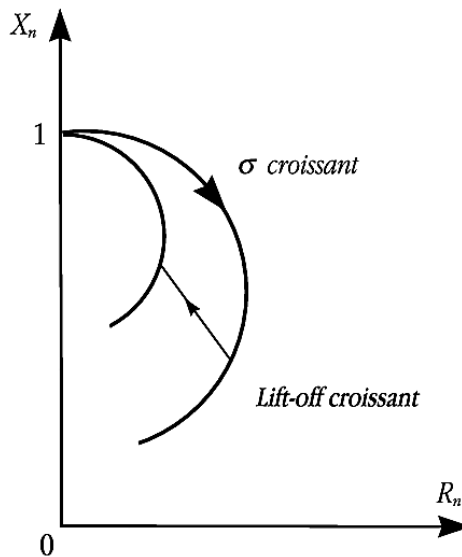


Figure I.12 Influence de σ ou du lift-off sur le diagramme d'impédance normalisée

La prédétermination de ces trajectoires pour une cible quelconque est un problème relativement complexe qui nécessite une modélisation complète du dispositif.

Un modèle de type transformateur a par exemple permis d'identifier, à partir des deux mesures (R_n , X_n), la conductivité locale de la cible et la distance séparant la sonde de la cible. La présence de défauts ou d'inhomogénéités de la cible induit une modification dans l'espace de l'un ou de plusieurs des paramètres influents (σ , *lift - off* . . .), qui se traduit dans le plan d'impédance (R_n , X_n), par un déplacement du point représentatif de la sonde.

I.3.2. Mise en œuvre du sondage par courants de Foucault

I.3.2.1. Principaux paramètres

Les principaux paramètres à prendre en compte pour un contrôle résultent des considérations précédentes et peuvent se répartir en pratique en trois catégories.

- **Paramètres liés au matériau à sonder** : outre ceux liés à sa forme géométrique (diamètre), ce sont sa conductivité électrique σ et sa perméabilité magnétique μ dont il importera de prendre en compte le niveau de stabilité le long de la pièce ou d'une pièce à l'autre, toute variation locale entraînant un déplacement du point de fonctionnement moyen de la sonde, comme cela apparaît sur (la figure I.10).
- **Paramètres liés au montage**, qui gouvernent le *couplage* entre la ou les bobines et le matériau : il s'agit soit du *coefficient de remplissage* pour les bobines en cerclantes, rapport entre la section de la barre et celle de la bobine ; soit du *lift-off*, terme désignant universellement la distance entre une sonde plate et la surface de la pièce au-dessus de laquelle elle évolue. La constance de ces paramètres est aussi à rechercher pour éviter des effets perturbateurs trop importants sur le point moyen de fonctionnement.
- **Paramètres électriques** : c'est essentiellement *la fréquence* d'excitation de la bobine, paramètre dont on est maître et qui sera choisi en fonction des considérations précédentes, à savoir l'obtention d'un effet de peau adéquat eu égard en particulier à la profondeur des défauts, et d'un point de fonctionnement sur le diagramme complexe permettant une bonne discrimination des différents paramètres perturbateurs de l'impédance Z (Figure I.10). L'intensité de magnétisation alternative, liée à l'intensité électrique envoyée dans la bobine, n'est pas un facteur déterminant du contrôle, dans la mesure où elle est choisie suffisamment faible pour éviter une saturation magnétique qui introduirait des non-linéarités rendant inextricable l'exploitation des signaux, et suffisamment forte pour que le rapport signal sur bruit soit convenable au niveau des amplifications et autres traitements électroniques.

I.3.2.2. Montage des sondes

Il existe un grand nombre de façons de mettre en œuvre des bobinages pour réaliser un contrôle par courants de Foucault. Nous indiquons ici les montages de base à partir desquels d'autres montages peuvent être envisagés selon la nature du produit à contrôler [1-2].

I.3.2.2.1. Bobine émettrice-réceptrice

Le montage le plus simple est celui du capteur à double fonction constitué d'une seule bobine émettrice-réceptrice qui crée le flux alternatif grâce au courant qui la parcourt et

subit des variations d'impédance que l'on peut détecter en mesurant très finement sa tension complexe (Figure I.13).

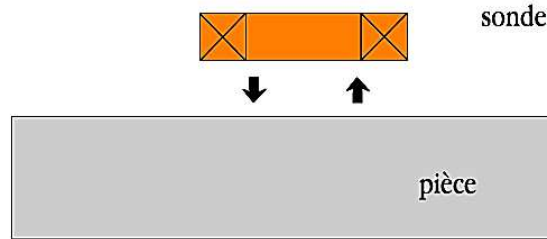


Figure I.13 Sonde à double fonction

Le capteur à fonctions séparées, à l'inverse, est constitué de 2 bobines, une pour créer le flux, l'autre pour recueillir les variations de couplage liées aux modifications dues au matériau. Ces bobinages sont moulés dans un même boîtier pour éviter toute modification fortuite de leur mutuelle induction. Ce montage est très utilisé pour les contrôles à basses fréquences ($f < 1\,000\text{ Hz}$) (figure I.14).

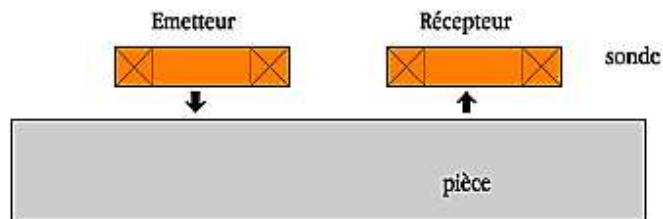


Figure I.14 Sonde à fonctions séparées

I.3.2.2.2. Bobines différentielles

Dans de nombreux cas de contrôle, il est très difficile de neutraliser les effets perturbateurs qui brouillent les signaux de défauts, tels que les variations locales de *lift-off* ou de perméabilité magnétique par exemple. Une solution élégante pour contourner cette difficulté inhérente à l'emploi d'une bobine unique est d'utiliser un capteur constitué de deux bobines identiques placées côte à côte et montées en différentiel électrique, de telle façon que les variations locales de propriétés électromagnétiques aient tendance à affecter les deux sondes et ne créent pas de déséquilibre, alors qu'un défaut unitaire affectera une bobine à la fois et pourra être détecté grâce au double signal de déséquilibre ainsi engendré (Figure I.15).

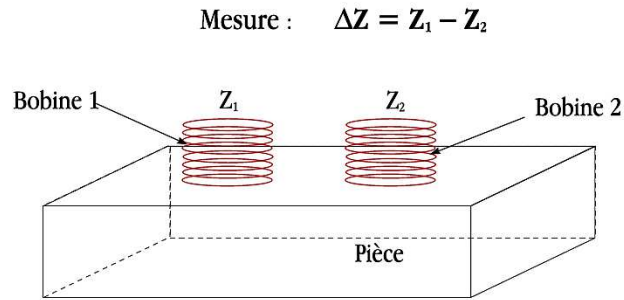


Figure I.15 Sonde différentielle

I.3.2.2.3. Disposition des bobines

On rencontre en pratique essentiellement trois types de capteurs à courants de Foucault :

- les **capteurs en cerclants** destinés au contrôle au défilé des produits longs de forme simple et de diamètre modeste tels que les fils, barres, tubes et petits profilés métallurgiques ; les bobines sont immobilisées et protégées dans une pièce moulée dont l'alésage doit être de diamètre très peu supérieur à celui du produit, afin d'obtenir un coefficient de remplissage (Figure I.11) le plus voisin possible de l'unité ; cette condition est nécessaire pour avoir une bonne sensibilité de détection sans avoir à utiliser un taux d'amplification trop fort apportant une dégradation du rapport signal/bruit (Figure I.16);

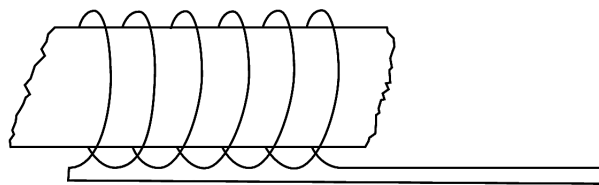


Figure I.16 Bobine en cerclante

- les **capteurs internes** pour le contrôle des tubes par l'intérieur, pour lesquels les bobines sont aussi moulées côte à côte de façon concentrique à l'axe du produit ; ce type de capteur est principalement utilisé pour le contrôle des multiples tubes de petit diamètres qui constituent les échangeurs thermiques ou les générateurs de vapeur dans l'industrie nucléaire (figure I.17);

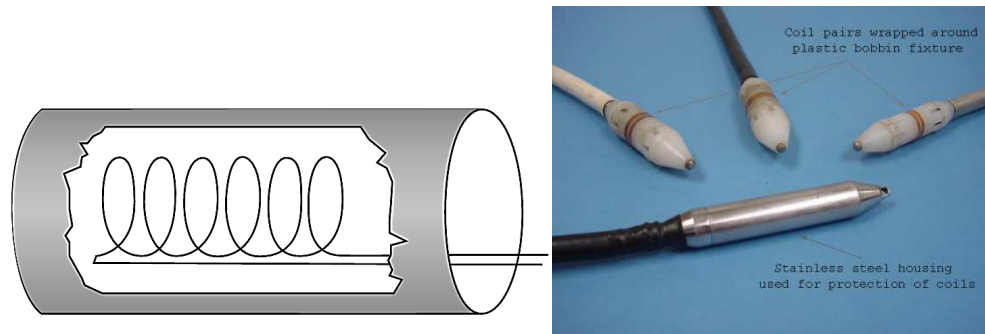


Figure I.17 Bobine interne

- les **capteurs-sondes** adaptés aux explorations ponctuelles en contrôle manuel ou au balayage de grandes surfaces en contrôle automatique ; ces sondes comportent un ou plusieurs bobinages moulés généralement sur un noyau de ferrite d'axe perpendiculaire à la surface, très perméable aux faibles champs alternatifs et dont le rôle est de permettre d'éloigner les enroulements de la surface à contrôler, tout en gardant une bonne sensibilité ponctuelle de détection des défauts les plus fins (Figure I.18).

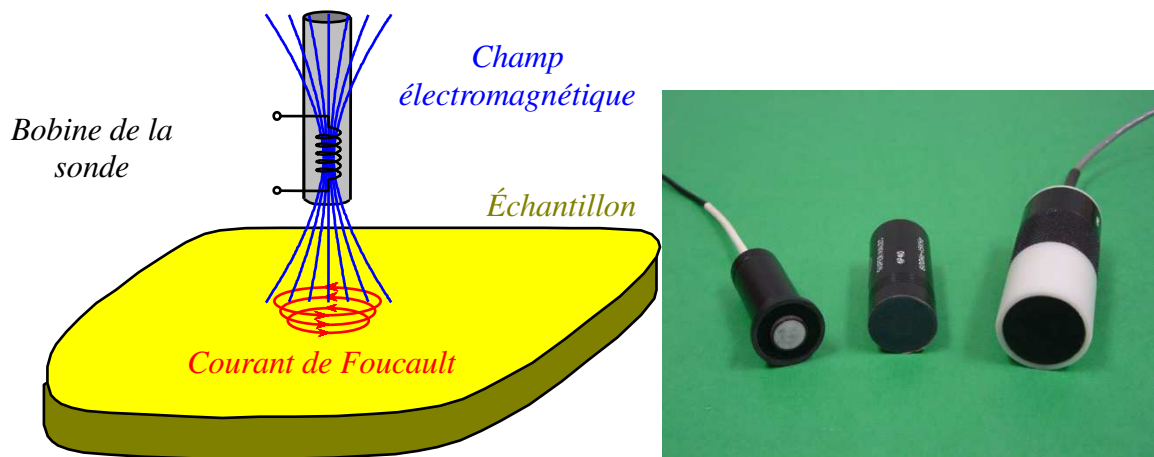


Figure I.18 Sonde ponctuelle

On trouve aussi d'autres types selon l'application tels que:

- les **Bobines plates** des sondes de type crêpe sont des bobines dont l'axe est perpendiculaire à la surface de la pièce à tester. Ces sondes peuvent être des bobines à noyau d'air ou des bobines à noyau de ferrite. Les Ferrites ont une perméabilité élevée et l'impédance initiale de la bobine est supérieure à la perméabilité des bobines à noyau d'air. Les Sondes de type plat sont très sensibles au décolage (lift-off) et l'inclinaison par rapport à la surface plane. Ce type de bobines peut être utilisés en contrôle automatique (figure I.19).

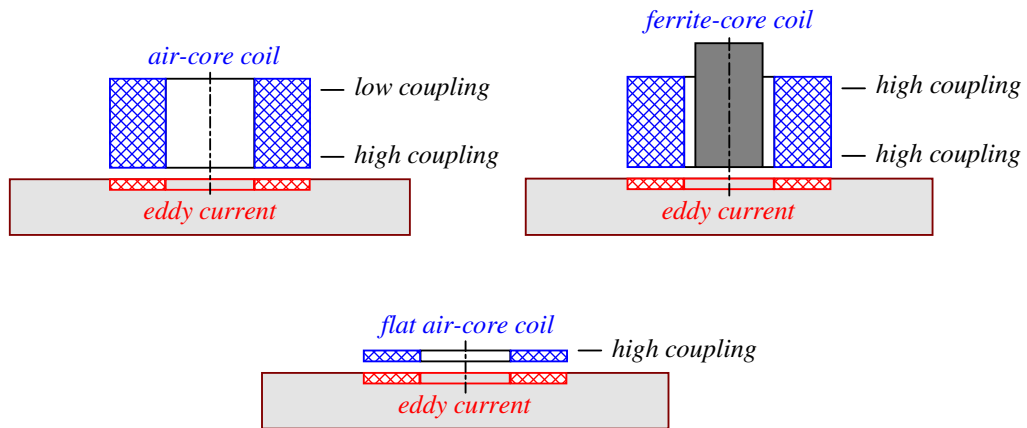


Figure I.19 Différents types de Sondes

- Les **Sondes internes tournantes** dans ce cas, le capteur tourne autour de l'axe de translation. Il en résulte alors un champ magnétique perpendiculaire à l'axe du tube. Ce capteur permet de localiser le défaut avec précision sur la surface interne du tube (figure I.20).

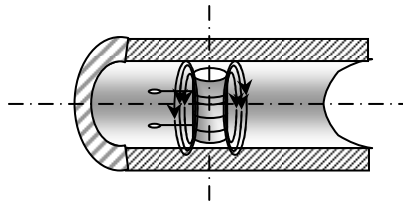


Figure I.20 Capteur interne tournant

I.3.2.3. Chaîne de mesure

L'appareillage, relié au capteur-sonde par un cordon multifilaire, se présente sous la forme d'un coffret portable généralement du type oscilloscope, sauf dans le cas des installations de contrôle industriel en ligne de fabrication, où les capteurs sont alors reliés à une baie de mesure regroupant plusieurs racks. Et ainsi constituée une chaîne de mesure comportant les modules électroniques montrés sur la (figure I.21).

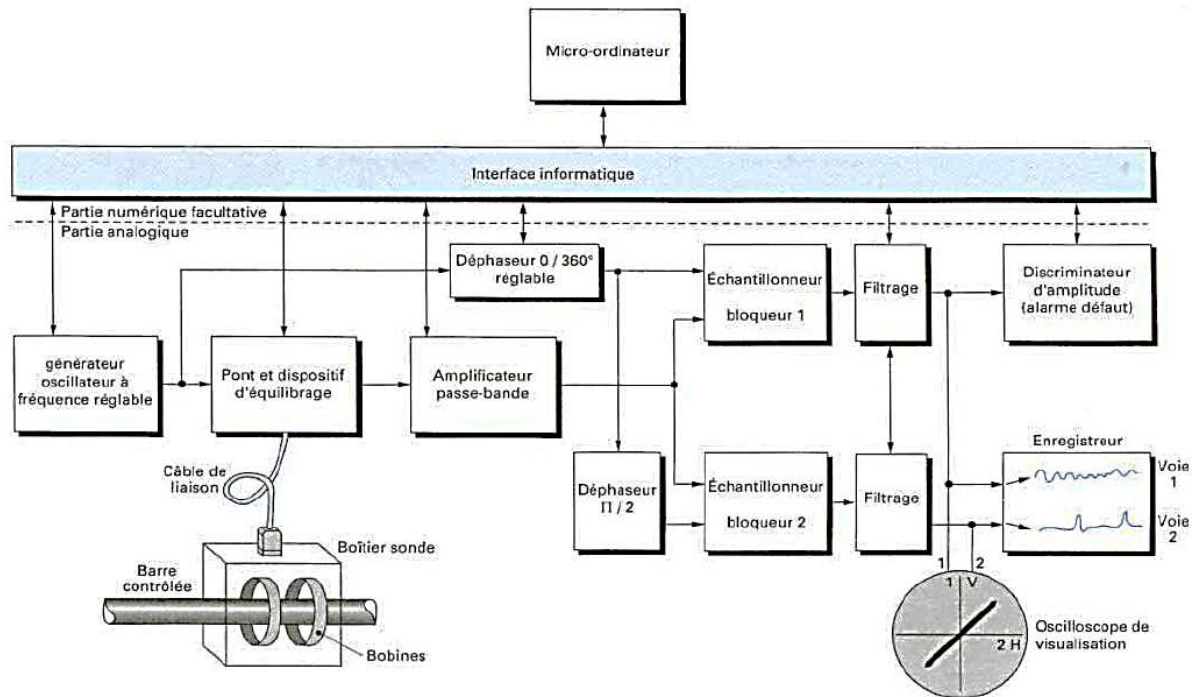


Figure I.21 Schéma de principe d'un appareil mono fréquence de contrôle par courants de Foucault

- Un générateur de courant sinusoïdal de quelques dizaines de milliampères : il alimente les bobines avec une fréquence soit fixe, soit plus généralement réglable dans une plage assez large afin de donner à l'appareil un champ d'utilisation universel. Selon les modèles et les constructeurs, on trouve ainsi des gammes très larges allant de 100 kHz à 1 MHz, voire 10 MHz ou encore des gammes plus restreintes comme pour les appareils orientés vers le tri des aciers : 30 Hz à 300 kHz par exemple.
- Un système d'équilibrage électrique des signaux de sonde au repos, constituant un pont de mesure différentielle comportant des éléments réglables. Dans le matériel récent, les ponts comportant des réglages manuels par résistances et capacités ont fait place à des systèmes d'équilibrage automatique basés sur l'injection, dans des amplificateurs différentiels, de tensions en phase et en quadrature avec le signal d'alimentation des sondes.
- Un module d'amplification, de filtrage et d'analyse des signaux de déséquilibre provoqués par la réaction de la sonde à la présence des défauts recherchés ou à d'autres éléments perturbateurs. Les grandes sensibilités de détection recherchées en contrôle par courants de Foucault conduisent à utiliser des taux élevés d'amplification, réglables couramment dans une plage de 20 à 70 dB. Nous avons vu plus haut l'importance qu'il y a de pouvoir disposer de l'intégrité du signal complexe de déséquilibre, c'est-à-dire, à la

fois son amplitude et sa phase ou encore ses deux composantes active et réactive. Cela est réalisé par le système d'analyse qui est généralement constitué de deux détecteurs synchrones ou de deux échantillonneurs-bloqueurs calés sur des phases en quadrature. Si la phase de référence est celle du courant d'alimentation du pont de sondes, on obtiendra les composantes active et réactive du signal qui pourront servir à le matérialiser dans le plan complexe sur l'écran d'un oscilloscope ; la phase de référence est toutefois accessible et réglable de 0 à 360° sur beaucoup d'appareils, ce qui permet de la choisir de sorte que, par rotation des axes du plan complexe, un signal perturbateur connu (comme celui dû aux variations de *lift-off* par exemple) n'ait pas de composante sur l'axe utilisé pour la discrimination des défauts par seuil d'amplitude. À l'étage sont associés des filtres passe-haut et passe-bas, réglables dans une gamme allant généralement du continu à quelques kHz et permettant d'épurer les signaux vis-à-vis des perturbations d'origine mécanique ou électromagnétique dues à l'environnement.

- Un module de visualisation, constitué d'un oscilloscope autour duquel est généralement bâti l'appareil. Les versions récentes sont équipées d'oscilloscopes numériques à mémoire permettant de visualiser à la fois le signal courant de Foucault et les réglages adoptés pour le contrôle.
- Un module de discrimination des défauts, constitué d'un détecteur de dépassement de seuil sur l'un des axes du plan complexe de référence, couplé à une alarme sonore et lumineuse ainsi qu'éventuellement à des moyens d'enregistrement ou de retransmission vers un système informatique centralisé.

Dans les appareils les plus récents, l'ensemble des fonctions précédentes est géré par un micro-ordinateur incorporé à l'appareil et l'on dispose en outre de logiciels de réglage et de communication des données. L'alimentation électrique peut être autonome grâce à des batteries, permettant ainsi un contrôle sur chantier pendant plusieurs heures.

I.4. Avantages et limitations

L'un des principaux avantages de la méthode à courant de Foucault est aussi l'une de ces plus sévères limitations. C'est que, la méthode à courant de Foucault est sensible à de nombreuses variables y compris la conductivité et l'épaisseur du matériau, la taille de surface et des discontinuités sous-cutanées, l'épaisseur de placage ou de revêtement sur des métaux de base, l'espacement entre les couches conductrices, l'espacement entre la bobine de test et le matériel d'essai (*lift-off*), et les variations de perméabilité. Cependant, la majeure limitation de la méthode à courant de Foucault est que la réponse à ces variables est vectoriellement additive, de sorte que, lorsque plus d'une variable est détectée par la bobine

d'essai, toutes les variables se combinent en une seule réponse qui peut être difficile à résoudre dans ses composants séparés. La possibilité de supprimer et de rendre les variables identifiables séparément est un important élément du savoir de l'utilisateur. Les techniques utilisées pour surmonter ce problème varient de relativement simple à complexe et potentiellement coûteuses, tels que l'utilisation d'instruments multifréquences.

On cite d'autres avantages de la méthode des courants de Foucault tels que les suivants:

- ⊕ Équipement disponible pour une utilisation sur le terrain est devenu de plus en plus léger et portable. En plus, de nombreux instruments sont à base de microprocesseur, qui permet que les configurations du test peuvent être enregistrées dans la mémoire et les résultats du test vont être enregistrés sur le disque pour l'archivage et l'analyse.
- ⊕ La méthode est non destructive. Aucun couplant, poudres, ou d'autres substances physiques n'est requise d'être appliquée sur le matériau d'essai. Le seul lien nécessaire entre la sonde et du matériel d'essai est un champ magnétique.
- ⊕ Les résultats des tests sont généralement instantanés. Dès que la bobine de test répond à l'échantillon d'essai, un utilisateur qualifié peut interpréter les résultats. Toutefois, les données sur une grande quantité du matériel d'essai peuvent être acquises très rapidement, comme dans le cas de l'essai de tube en service, ce qui devient plus pratique pour enregistrer d'abord les données et les revoir plus tard à un rythme plus raisonnable. En outre, l'utilisation d'équipements multifréquence peut grandement compliquer la quantité de données acquises à un instant donné et la rendre écrasante à moins qu'elle ne soit enregistrée et revue par la suite comme des éléments séparés.
- ⊕ Le contrôle par courants de Foucault est idéal pour les inspections. Alarmes sonores et visuelles, déclenchée par seuil et les portes de la boîte, ainsi que des portes qui peuvent être réglées à presque toute forme souhaitée, sont disponibles pour automatiser les tests.
- ⊕ Il n'est pas nécessaire pour l'ensemble des bobines de toucher le matériau d'essai. Cela permet des essais se produisant à haute vitesse qui peuvent se faire sans frottement, empêchant ainsi l'usure des bobines de test.
- ⊕ Les tests par courants de Foucault ne sont pas risqués; il n'y a pas de danger de rayonnement ou d'autres dangers.
- ⊕ la préparation du matériel n'est généralement pas nécessaire et le nettoyage n'est pas non plus demandé.

On cite d'autres limitations supplémentaires des tests par courants de Foucault tels que les suivantes:

- ⊗ Le matériel d'essai doit être électriquement conducteur. Cependant, il est possible de mesurer l'épaisseur des revêtements non conducteurs sur des matériaux conducteurs en utilisant la technique du "lift-off".
- ⊗ Il est difficile d'évaluer les conditions du sous-cutanées dans les matériaux ferromagnétiques. En conséquence, l'essai de matériaux ferromagnétiques est limité à la détection des discontinuités de surface seulement, à moins que le matériau ait été saturé magnétiquement. La saturation magnétique est limitée au test de géométries pouvant accueillir des bobines de saturation, principalement les applications de bobine en circulantes. Il est possible d'effectuer une inspection du diamètre intérieur de la tubulure aussi longtemps que le champ magnétique n'est pas assez fort pour provoquer un blocage de la sonde dans le tuyau. De plus, les objets de test magnétiquement saturés peuvent être démagnétisés une fois l'essai terminé, de sorte qu'elles n'attirent pas les débris ferromagnétiques.
- ⊗ Même sur des matériaux non ferromagnétiques, les méthodes par courants de Foucault ont une pénétration limitée, qui varie en fonction de la conductivité du matériau et de la fréquence d'essai. En règle générale, la pénétration est limitée à des fractions d'un pouce dans la plupart des matériaux.
- ⊗ la vitesse d'inspection peut être limitée en fonction de la fréquence de test.
- ⊗ Une grande partie de la théorie des courants de Foucault est compliqué, présentant un défi pour les praticiens nécessitant la maîtrise de la méthode.

I.5 . Équation magnétodynamique à travers les équations de maxwell

La modélisation des problèmes électromagnétique s'appuie sur les équations de Maxwell. Ces équations aux dérivées partielles font intervenir le champ magnétique et le champ électrique. L'étude de ces champs en régime statique constitue les modèles électrostatiques, électrocinétique et magnétostatique. Leur étude en régime dynamique constitue le modèle magnétodynamique.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{Maxwell. Gauss}) \quad (\text{I.16})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = - \frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{Maxwell. Faraday}) \quad (\text{I.17})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{Conservation du flux de } \vec{B}) \quad (\text{I.18})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{d\vec{D}}{dt} \quad (\text{Maxwell. Ampère}) \quad (\text{I.19})$$

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

\vec{H} : Vecteur champ électrique [A.m⁻¹] ;

\vec{D} : Vecteur déplacement électrique [C.m⁻¹] ;

\vec{E} : Vecteur champ électrique [V.m⁻¹] ;

\vec{J}_c : Vecteur densité de courant de conduction [A.m⁻²] ;

ρ : Densité de charge volumique [C.m⁻³]

I.5.1 Relations du milieu

Les relations du milieu expriment le lien entre les vecteurs champs électriques et déplacement électrique à travers la permittivité électrique d'une part, et la relation qui existe entre les vecteurs champs magnétiques et induction magnétique à travers la perméabilité magnétique d'autre part.

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \vec{E} \quad (\text{I.20})$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

ϵ_r : Permittivité électrique relative du milieu considéré [F.m⁻¹] ;

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu considéré [H.m⁻¹] ;

ϵ_0 : Permittivité électrique du vide, $\epsilon_0 = 10^{-9} / 36\pi$ [F. m⁻¹] ;

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H.m⁻¹].

I.5.2 Loi d'Ohm

Elle traduit la relation qui relie le champ électrique à la densité de courant à travers la conductivité (σ), données par

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{I.22})$$

- dans un milieu statique avec courant source :

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} + \vec{J}_s \quad (\text{I.23})$$

- dans un milieu en mouvement avec courant source :

$$\vec{J} = \sigma \cdot (\vec{E} + (\vec{v} \wedge \vec{B})) + \vec{J}_s \quad (\text{I.24})$$

σ : Conductivité électrique [$\Omega^{-1}m^{-1}$]

\vec{J}_s : Vecteur densité d'une courante source

\vec{v} : Vitesse de déplacement du conducteur dans le champ magnétique d'induction \vec{B} , en [m / s].

I.5.3 Relations de passage

Les champs subissent des discontinuités à l'interface entre deux milieux de propriétés différentes. Les conditions de passage permettent d'exprimer des relations de continuités sur les composantes de ces champs.

En appliquant les équations de Maxwell sous leurs formes intégrales à la surface de séparation de deux milieux on obtient :

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

$$(\vec{E}_{t1} - \vec{E}_{t2}) \wedge \vec{n} = \vec{0} \quad (I.25)$$

$$\vec{E}_{t1} = \vec{E}_{t2} \quad (I.26)$$

\vec{n} : Vecteur unité suivant la normale de l'interface

E_{t1} : La composante tangentielle du champ électrique dans le milieu 1

E_{t2} : La composante tangentielle du champ électrique dans le milieu 2

- Discontinuité de la composante normale du vecteur déplacement électrique si les charges surfaciques existent :

$$(\vec{D}_{n1} - \vec{D}_{n2}) \cdot \vec{n} = \rho_s \quad (I.27)$$

ρ_s : Charges surfaciques.

\vec{D}_{n1} : La composante normale du déplacement électrique dans le milieu 1

\vec{D}_{n2} : La composante normale du déplacement électrique dans le milieu 2

- la conservation de la composante normale de l'induction magnétique :

$$(\vec{B}_{n1} - \vec{B}_{n2}) \cdot \vec{n} = 0 \quad (I.28)$$

B_{n1} : La composante normale de l'induction magnétique dans le milieu 1.

B_{n2} : La composante normale de l'induction magnétique dans le milieu 2

- La discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique si les courants surfaciques existent :

$$(\vec{H}_{t1} - \vec{H}_{t2}) \wedge \vec{n} = \vec{K}_s \quad (I.29)$$

\vec{H}_{t1} : La composante tangentielle de l'induction magnétique dans le milieu 1

\vec{H}_{t2} : La composante tangentielle de l'induction magnétique dans le milieu 2

\vec{K}_s : Courant surfacique

I.5.4 Equations de continuité

Soit la quatrième équation de Maxwell : $\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$

L'application de la divergence membre à membre à cette équation donnera :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \cdot [\vec{\nabla} \wedge \vec{H}] &= \vec{\nabla} \cdot \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \\ &= \vec{\nabla} \cdot \vec{J} + \vec{\nabla} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot [\vec{\nabla} \wedge \vec{H}] &= \vec{\nabla} \cdot \vec{J} + \frac{\partial}{\partial t} \vec{\nabla} \cdot \vec{D}\end{aligned}\tag{I.30}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\nabla} \cdot [\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = 0] \Rightarrow \vec{\nabla} \cdot \vec{J} + \frac{\partial}{\partial t} \vec{\nabla} \cdot \vec{D} = 0 \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \vec{\nabla} \cdot \vec{J} + \frac{\partial}{\partial t} \rho = 0 \end{array} \right.\tag{I.31}$$

C'est l'équation de conservation de charge électrique, dite aussi équation de continuité.

I.5.5 Condition aux limites

Il existe quatre types de conditions aux limites.

➤ Condition de Dirichlet

Cette condition nous renseigne sur la valeur de l'inconnue sur la frontière du domaine de résolution.

$$A = g_0\tag{I.32}$$

A : la fonction inconnue.

g_0 : Une constant.

➤ Condition de Neumann

Cette condition nous renseigne sur la valeur de la composante normale de l'inconnue sur la limite du domaine étudié. Elle apparaît sur les plans de symétrie.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = g_0\tag{I.33}$$

➤ Condition mixte Dirichlet Neumann

C'est la combinaison de deux types de conditions aux limites, elle s'exprime de la manière

suivante :

$$\alpha A + b \frac{\partial A}{\partial n} = g \quad (\text{I.34})$$

g: Valeur de l'inconnue sur la frontière.

a, b: constantes définies sur le domaine d'étude.

A : Fonction inconnue.

➤ **Condition de périodicité et d'anti-périodicité**

$$A|_{\Gamma} = K + A|_{\Gamma+d\Gamma} \quad (\text{I.35})$$

Avec :

$d\Gamma$: Période spatiale

K=1 cyclique

K=-1 anticyclique

I.5.6 Formulation magnétodynamique en terme du potentiel vecteur

magnétique A

Cette formulation s'applique aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient en fonction du temps

Dans ce cas le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ n'est pas nul ; les champs électrique et magnétique sont alors couplés par la présence des courants induits

On utilise les équations suivantes :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{I.36})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.37})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{I.38})$$

$$\text{Avec : } \vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{I.39})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t}(\vec{\nabla} \wedge \vec{A})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0$$

$$\text{D'où : } \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{\nabla} V \quad (\text{I.40})$$

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \vec{\nabla} V$$

$$\text{De : } \vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{I.41})$$

$$\text{On aura : } \vec{J} = -\sigma \cdot \vec{\nabla V} - \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$$

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \vec{J}_{ind} \quad (\text{I.42})$$

Avec :

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

$$\vec{J}_{ind} = -\sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$$

On a :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$

Et :

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0$$

$$\text{Car : } \frac{\vec{J}_D}{\vec{J}_s} \ll 1$$

On aura :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) + \mu \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \mu \vec{J}_s \quad (\text{I.43})$$

C'est l'équation magnétodynamique en termes de potentiel vecteur magnétique. Elle traduit le phénomène de pénétration des courants induits et le comportement du régime transitoire des machines électriques.

En régime harmonique, l'équation s'écrit :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) + j\omega\mu\sigma\vec{A} = \mu \cdot \vec{J}_s \quad (\text{I.44})$$

a) Dans le cas 2D axisymétrique :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (rA_\varphi)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (rA_\varphi)}{\partial z} \right) - \mu\varphi \frac{\partial A_\varphi}{\partial t} = -\mu \cdot \vec{J}_s \varphi \quad (\text{I.45})$$

b) dans le cas 2D cartésien :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \mu\varphi \frac{\partial A_z}{\partial t} = -\mu \cdot \vec{J}_s z \quad (\text{I.46})$$

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons décrit d'une manière approfondie les techniques de CND-CF.

Ensuite, nous avons utilisé les équations de maxwell afin d'aboutir à l'équation magnétodynamique exprimée en terme du potentiel vecteur magnétique. En effet, pour reproduire le comportement du système par une simulation numérique, nous devons résoudre cette équation par la méthode des éléments finis. Par conséquent, le chapitre suivant sera consacré à cette méthode.

Chapitre II

**Résolution De l'Équation Magnétodynamique Par
La Méthode Des Éléments Finis**

II. 1 Introduction

Les phénomènes décrivant le comportement des dispositifs électromagnétiques sont représentés par des équations aux dérivées partielles. Ces phénomènes se trouvent dans des régions de géométrie très variée. En général, la résolution de ces équations s'effectuait à l'aide des méthodes analytiques, semi analytiques ou numériques approchées. Pour les géométries simples, on utilise généralement les méthodes analytiques ou bien semi analytiques. Pour des géométries plus complexes, on a recours à des méthodes numériques qui font appel à des techniques de discrétisation et quelquefois à des méthodes semi analytiques. En effet, elles transforment les équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques compte tenu des conditions aux limites. La solution obtenue fournit une approximation discrète de l'inconnue en différents points situés aux nœuds du réseau géométrique correspondant à la discrétisation. Dans cette partie nous allons donner le principe de base de ses différentes méthodes, en s'attardant un peu plus sur la méthode des éléments finis,[5].

II.2 Méthodes de résolution

II .2.1 Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques fournissent des solutions exactes à une classe entière de problèmes. Pour cette raison, les solutions analytiques sont souvent employées pour vérifier les solutions numériques. Cependant la résolution analytique des problèmes électromagnétiques de contrôle non destructif est très difficile .La raison principale est l'interaction complexe du champ électromagnétique avec des matériaux, particulièrement avec des variations matérielles (l'hétérogénéité) telles que les défauts ?

Toutes les méthodes classiques pouvant être utilisées dans le CND se basent sur la séparation des variables par lesquelles, une équation partielle est résolue directement. Cet aspect de solution tente très utile, il ne peut y avoir qu'une solution directe et exacte de l'équation aux dérivées partielles. Il y a cependant des limitations très sévères aux méthodes analytiques, comme la géométrie doit être linéaire et aussi simple que possible et dans la plupart des cas, symétriques.

L'approche analytique est caractérisée par les aspects généraux suivants :

- La solution est générale et exacte, les études paramétriques de la géométrie sont possibles et se basent sur des simplifications du problème, et il n'y a aucun besoin d'approximations de problème.

- Le modèle est décrit sous forme des équations mathématiques, qui peuvent être alors résolues pour n'importe quel problème et qui satisfont les conditions imposées.
- L'analyse du modèle est presque toujours faite en résolvant les équations aux dérivées partielles linéaires.
- Une difficulté liée à la complexité de traitement des géométries complexe.

II .2.1.1 Méthode de séparation des variables

Elle consiste à remplacer une équation aux dérivées partielles par des équations différentielles linéaires à coefficients constants.

Elle est introduite pour remplacer un problème à plusieurs dimensions par des problèmes unidimensionnels. Elle est utilisable pour la résolution de l'équation de Laplace dans des systèmes de coordonnées, cylindriques et sphériques, et quelques autres systèmes d'usage moins courant, dont les systèmes elliptique, parabolique et hyperbolique.

II .2.1 .2 Limitation des méthodes analytiques

Les méthodes analytiques présentent des limitations, comme :

- _ Seulement, les modèles linéaires peuvent être considérés ;
- _ Les matériaux à étudier doivent être isotropes. Pour le cas des modèles unidimensionnels, l'anisotropie des matériaux peut parfois être traitée ;
- _ En général, les applications bidimensionnelles dans le cas des géométries plutôt simples et symétriques peuvent être considérées ;
- _ Dans le contexte de CND, des défauts de formes complexes ne peuvent pas être inclus ;
- _ Les champs non-uniformes (tels que les ondes planes non-uniformes) ne peuvent pas être traités.

II .2.2 Méthode semi analytiques

Dans les méthodes semi analytique on trouve la méthode des images électriques et la méthode des circuits couplés.

II .2.2.1 Méthode des images électriques

Une charge ponctuelle située près d'un plan métallique en cep (conducteur électrique parfait) crée un champ électrique qui a une composante tangentielle non nulle sur le conducteur. Ce champ ne satisfait pas les conditions aux limites, et il faut rajouter une solution de l'équation de Laplace, de façon à annuler la composante tangentielle totale. Le terme ajouté est le champ

produit par les charges de surface qui apparaissent sur le conducteur pour annuler le champ électrique tangent. Il existe toutefois une méthode beaucoup plus simple pour résoudre ce problème, En considérant le plan métallique comme un miroir, et en introduisant une charge image fictive, de l'autre côté du miroir. On supprime alors le conducteur et on obtient un dipôle électrique.



Figure II .1 charge électrique près d'un plan métallique (a) structure à étudier, (b) structure équivalente

Le potentiel est donné par:

$$V(x,y,z) = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z-d)^2}} - \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z+d)^2}} \right] \quad (\text{II.1})$$

On remarque que pour $z=0$ le potentiel est nul. La condition sur la surface métallique est bien satisfaite.

II .2.2.2 Méthode des circuits couplés

La méthode intégrale permet de fournir la solution d'une équation à la dérivée partielle par une expression de type loi de Bio et savart. Cette méthode permet de calculer l'impédance du système considéré ; ce qui présente de l'intérêt quand l'adaptation de l'impédance avec le générateur d'alimentation. Dans ce cas on associe à la forme intégrale de la solution, une subdivision de l'inducteur en spires élémentaires. En appliquant les lois de Kirchhoff à ces circuits élémentaires, on aboutit à un système algébrique dont la solution conduit à la distribution des densités de courant.

La méthode des circuits couplés qui ne discrétise que les parties actives (inducteur, charge aimantée...) peut être avantageusement couplée à une méthode numérique de représentation des milieux non linéaire; en outre la méthode des circuits couplés permet de simuler aisément les systèmes comportant des pièces en mouvement.

II .2.3 Méthodes numériques

L'utilisation des méthodes numérique de discrétisation pour la résolution des équations mathématiques établies, consiste à ramener la résolution des équations aux dérivées partielles dans le domaine d'étude, compte tenu des conditions aux limites, à celle d'un système d'équations algébrique dont la solution donne la valeurs et la distribution des grandeurs recherchées.

Parmi ces méthodes nous citons la :

II .2.3.1 Méthode des différences finies

Cette méthode est basée sur la transformation de l'opérateur différentiel en un opérateur aux différences où chaque dérivée est approchée par une différence de valeur de l'inconnu à déterminer en un nombre de points du domaine de résolution.

Soit le réseau carré suivant

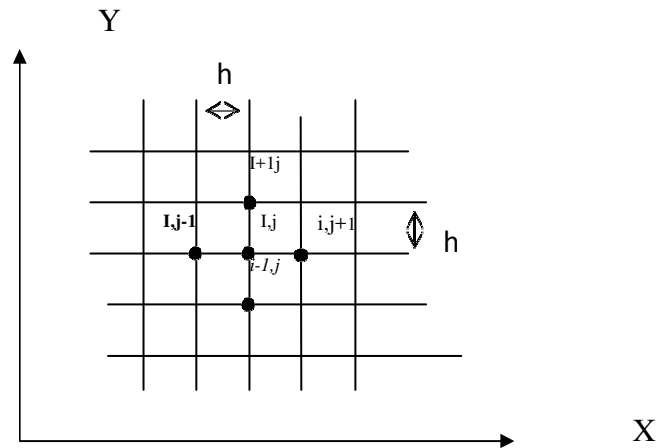


Figure II.2 Maillage différences finies

L'approximation des dérivées aux points (i,j) sera:[18]

$$\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} - A_{i-1,j}}{2h} \quad (\text{II.2})$$

$$\left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)_{i,j} = \frac{A_{i,j+1} - A_{i,j-1}}{2h} \quad (\text{II.3})$$

$$\left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2}\right)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} - 2A_{i,j} + A_{i-1,j}}{h^2} \quad (\text{II.4})$$

$$\left(\frac{\partial^2 A}{\partial y^2}\right)_{i,j} = \frac{A_{i,j+1} - 2A_{i,j} + A_{i,j-1}}{h^2} \quad (\text{II.5})$$

Ce permet la déduction de l'expression du laplacien par :

$$(\Delta A)_{i,j} = \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2}\right)_{i,j} + \left(\frac{\partial^2 A}{\partial y^2}\right)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} - 2A_{i,j} + A_{i-1,j}}{h^2} + \frac{A_{i,j+1} - 2A_{i,j} + A_{i,j-1}}{h^2} \quad (\text{II.6})$$

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

C'est la formule à cinq points.

Les approximations par différences finies s'appuient sur des fonctions de formes localisées et discontinues, avec une pondération de type collocation (bien que pour obtenir la formulation, il soit en général plus simple de passer par des développements de Taylor).

Cette méthode est très difficile à généraliser aux problèmes à géométrie complexe et des conditions aux limites quelconques.

II .2.3.2 Méthode des intégrales de frontières (MIF)

Lorsqu'on utilise la MDF ou la MEF, on calcule les variables inconnues dans tout le domaine. La MIF permet de ramener le maillage à la frontière du domaine. Ainsi, le calcul des valeurs de l'inconnue sur les frontières du domaine suffit pour obtenir la solution en tout point du domaine. Pour ramener le problème sur les frontières, la MIF utilise le théorème d'Ostrogradski-Green. Cette méthode peut être intéressante pour l'étude de structure tridimensionnelle ou lorsque l'air ou les milieux passifs occupent une grande partie du domaine d'étude. Elle est utilisée en magnétostatique ou bien elle est couplée avec la méthode des éléments finis pour calculer des champs électromagnétiques dans les milieux linéaires et non conducteurs. Cependant, la méthode des intégrales de frontières a la difficulté de prendre en considération la saturation, alors elle nécessite un espace mémoire et un temps de calcul importants, car elle conduit à un système algébrique à matrice pleine (pas de termes nuls).

II .2.3.3 Méthode des volumes finis (MVF)

La MVF se déduit de la MDF. Le domaine d'étude (Ω) est subdivisé en un nombre d'éléments finis. Chaque élément contient quatre nœuds, pour le cas bidimensionnel axisymétrique, un volume fini entoure chaque nœud.

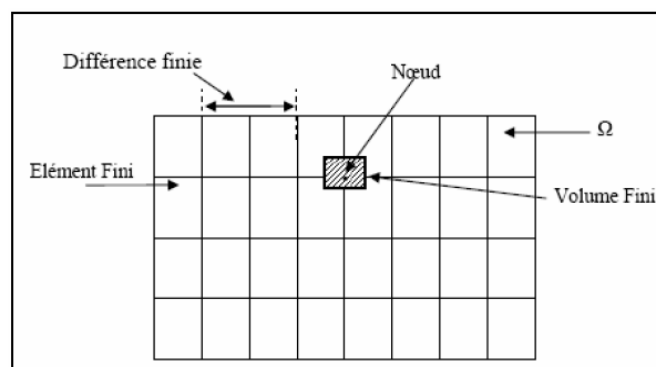


Figure II.3 Maillage du domaine d'étude.

L'équation différentielle est projetée sur une fonction de projection bien déterminée et ensuite intégrée dans chacun des volumes élémentaires. Pour calculer l'intégrale dans le volume

élémentaire, la fonction inconnue est représentée à l'aide d'une fonction d'approximation (linéaire, parabolique, puissance, exponentielle,...etc.) entre deux noeuds consécutifs. Ensuite, la forme intégrale est discrétisée dans le domaine d'étude. L'équation discrétisée de cette façon exprime le principe de conservation pour l'inconnu dans l'élément de volume et la solution obtenue est constituée uniquement par les valeurs nodales. Lors de l'assemblage des équations discrétisées, la matrice du système globale est construite par arrête contrairement aux matrices globales issues d'une discrétisation par éléments finis, pour laquelle la construction s'effectue par élément. Cette méthode est utilisée, en particulier en mécanique des fluides (l'équation d'écoulement), où elle est apparue depuis une vingtaine d'année, sa procédure donne une solution plus précise que celle par la MDF .

II .2.3.4 La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis a pris un essor considérable avec l'avènement des moyens informatiques. Dès les années 1960, elle est devenue, par sa souplesse d'emploi et sa très grande généralité, une méthode numérique indispensable pour la résolution des problèmes aux dérivées partielles en électromagnétisme basse fréquence .

La méthode des éléments finis une méthode très générale qui s'applique à la majorité des problèmes rencontrés dans la pratique : problèmes stationnaires ou non stationnaires, linéaires ou non linéaires définis dans un domaine quelconque à une, deux ou trois dimensions.

De plus, elle s'adapte très bien aux milieux hétérogènes et aux domaines de formes complexes. Le principe de la méthode est basé sur une formulation intégrale du problème aux dérivées partielles et de leurs conditions aux limites, cette formulation peut être de type variationnelle ou résidus pondérés.

II.3 Principales équations aux dérivées partielles

La majorité des phénomènes physiques sont régis par les équations suivantes

II.3.1 Equation elliptique

Elle est destinée à la traduction des phénomènes physiques stationnaires (c'est à dire indépendant du temps), définit par :

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2} = 0 \quad (\text{II.8})$$

II.3.2 Equation parabolique

Elles traduisent les phénomènes dépendant du temps, à titre d'exemple, pénétration des courants de Foucault ou équation de diffusion dans un milieu dissipatif (le courant de conduction supérieur au courant du déplacement) Elles sont données par :

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} - \frac{\partial \phi}{\partial t} = 0$$

II.3.3 Equation hyperbolique

De telles équations, traitent plutôt les phénomènes de propagation des ondes électromagnétiques, on parle d'équations d'onde éfinies par :

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} - \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = 0$$

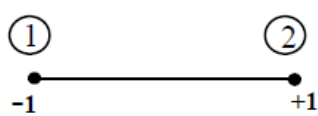
II.4 Approximation par élément finis

L'approche de base de la méthode des éléments finis est de subdivise le domaine concerné en sous domaine dont le nombre est finis appelé élément , la géométrie de ces éléments est préalablement choisie.

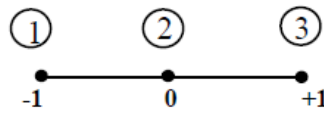
Pour des domaines d'étude à une, deux ou trois dimensions, on utilise des éléments de bases appelés aussi éléments de références, simples tels que le triangle, le rectangle, le tétraèdre ; le parallélépipède, auxquels on associe un système de coordonnées normé.

❖ Éléments de bases

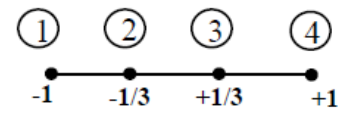
• Éléments à une dimension :



Linéaire (2 nœuds)



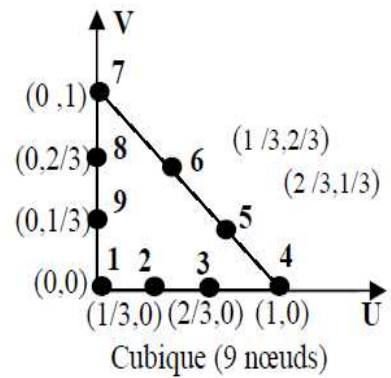
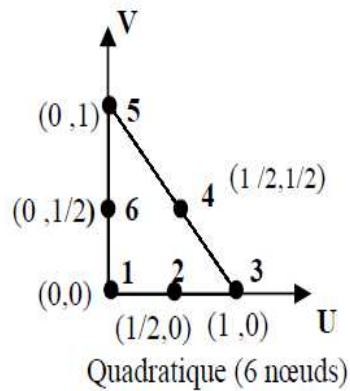
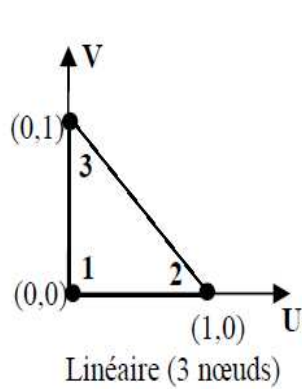
Quadratique (3 nœuds)



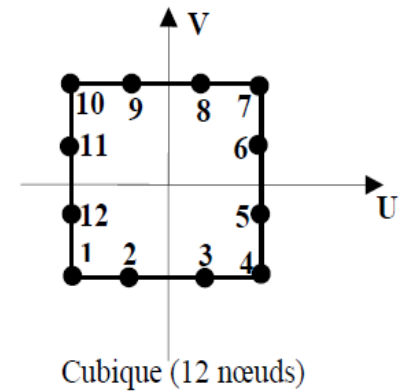
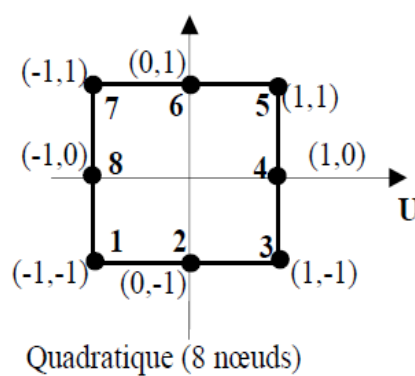
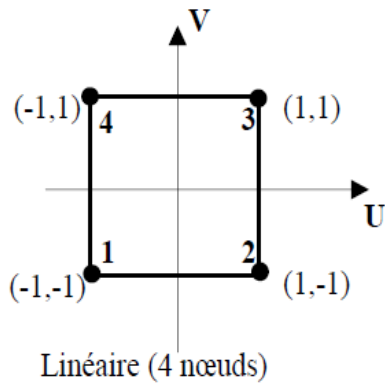
Cubique (4 nœuds)

❖ **Éléments à deux dimensions :**

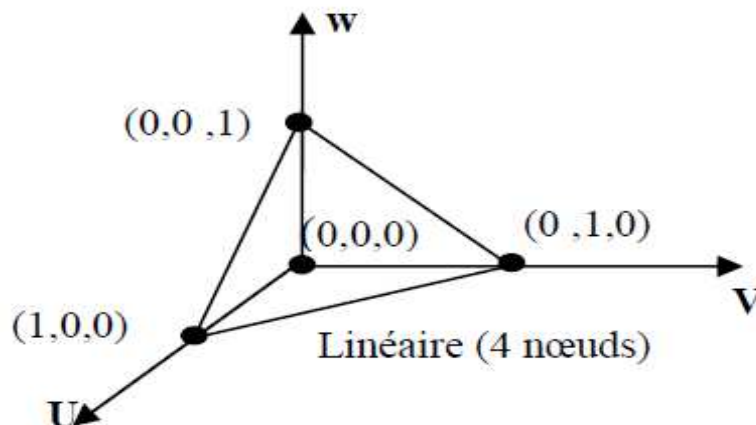
1) Éléments triangulaires :



2) Éléments carrés :



❖ **Éléments à trois dimensions :**



II.5 Méthodes de formulation éléments finis des équations électromagnétiques

Le principe de la méthode des éléments finis est basé sur la formulation intégrale du problème aux dérivées partielles et de leurs conditions aux limites.

Cette formulation peut être de deux types variationnelle ou résidus pondérés.

- **Formulation vibrationnelle**

La méthode vibrationnelle nécessite la connaissance a priori de la fonctionnelle d'énergie du système à étudier. Celle-ci est déterminée à partir du principe de l'action Hamiltonienne qui stipule l'existence d'une fonctionnelle type intégrale définie par :

$$F(A) = \int_{\Omega} L d\Omega \quad (\text{II-9})$$

L : la fonction de Lagrange résultante de la co-énergie de système de type cinétique et de son énergie potentielle.

$L = w_c - w_p$ (w_c est l'énergie cinétique, w_p est l'énergie potentielle),

Ω : domaine de résolution

La résolution du problème variationnelle repose sur la minimisation de la fonctionnelle d'énergie $F(A)$.

La minimisation est effectuée en utilisant le principe de Rayleigh-Ritz qui consiste à écrire :

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_i} = 0 \quad (\text{II.10})$$

Où

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_1} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} = \dots = \frac{\partial F(A)}{\partial A_N} = 0 \quad (\text{II.11})$$

Avec

N : nombre de nœud du domaine.

A_i : l'inconnue au nœud i du domaine.

- **Méthode des résidus pondérés**

La formulation résidus pondérés est aussi appelée « méthode projective » elle permet de résoudre les équations aux dérivées partielles en approximant la solution exacte U_{ex} par une solution approchée U , soit

$$L(U_{ex}) = f_v \quad \text{Sur } \Omega \quad (\text{II-12})$$

Pour commencer, il faudrait construire une fonction approchée U pour U_{ex} , de façon générale, elle est de forme

$$U = \sum_{i=1}^n a_i p_i(x) \quad (II-13)$$

a_i ($i = 1, \dots, n$) sont des paramètres de l'approximation

$p_i(x)$ sont des fonctions polynomiales ou trigonométriques linéairement indépendantes connues

Lorsqu'on remplace U_{ex} par U approchée dans la relation (III-5), nous commettons une erreur dite résidu R

$$R = L(U) - f_v \neq 0 \quad (II-14)$$

Cette méthode permet de résoudre directement l'équation aux dérivées partielles sans avoir passer par un principe variationnelle. Elle consiste à projeter l'équation aux dérivées partielles sur une base de fonctions β_i et d'imposer la condition :

$$\int_{\Omega} (\beta_i R) d\Omega = 0 \quad (II-15)$$

β_i sont des fonctions de pondération indépendantes, et leurs choix conduit à plusieurs méthodes[4]

- 1- Méthode de collocation par points ou les fonctions de Dirac sont prises comme fonctions de pondérations, soit on impose au résidu de s'annuler dans chaque pont soit on veut approcher la solution.
- 2- Méthode des moindres carrés qui est basée sur la minimisation de la norme quadratique de l'erreur sur l'équation et les conditions aux limites.
- 3- La méthode de Galerkin qui consiste à choisir des fonctions de projections identiques aux fonctions d'approximation, qui donne à la fin un système algébrique symétrique facile à résoudre.

II.6 Formulation éléments finis de l'équation magnétodynamique

L'équation magnétodynamique dans le cas comportant une source est donnée par :

$$\vec{\nabla} \wedge (\nu \vec{\nabla} \wedge \vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{j}_s \quad (II.16)$$

En adoptant la même démarche que dans le cas magnétostatique, nous aboutissons à la formulation élément finis de l'équation magnétodynamique transitoire.

• Cas cartésien :

$$\iint_{\Omega} v \left[\frac{\partial a_i}{\partial x} \frac{\partial A}{\partial x} + \frac{\partial a_i}{\partial y} \frac{\partial A}{\partial y} \right] dx dy + \iint_{\Omega} \sigma a_i dx dy = \iint_{\Omega} a_i j_{sz} dx dy \quad (\text{II.17})$$

• Cas axisymétrique :

$$\iint_{\Omega} v \left[\frac{\partial a_i}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial a_i}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} \right] \frac{dx dy}{r} + \iint_{\Omega} \sigma a_i \frac{\partial A}{\partial z} = \iint_{\Omega} a_i j_{z\varphi} \frac{dx dy}{r} \quad (\text{II.18})$$

Et on obtient le système suivant à résoudre :

$$[M][A] + [L] \frac{\partial A}{\partial t} = [F] \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} v \left[\frac{\partial \phi_i}{\partial r} \frac{\partial \phi_j}{\partial r} + \frac{\partial \phi_i}{\partial z} \frac{\partial \phi_j}{\partial z} \right] \frac{dr dz}{r} \quad (\text{II.20})$$

$$L_{ij} = \iint_{\Omega} \sigma \phi_i \phi_j \frac{dr dz}{r} \quad (\text{II.21})$$

$$F_j = \iint_{\Omega} j_{\varphi} \phi_i dr dz \quad (\text{II.22})$$

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, la méthode des éléments finis ainsi que son utilisation pour la résolution de l'équation magnétodynamique. En effet, cela permettra d'implanter sous MATLAB un code éléments finis permettant de calculer toutes les grandeurs électriques (impédance , courant ...) et magnétique (champ magnétique , potentiel vecteur en magnétique ...) pour qu'elles soient exploitées dans le problème inverse.

Chapitre III

Algorithmes génétiques

III-1 Introduction

Dans ce chapitre, l'objectif est de donner un aperçu sur la méthode d'optimisation basée sur les algorithmes génétiques à savoir le principe de fonctionnement ainsi que les différentes étapes nécessaires pour son implémentation telle que la sélection, le croisement ainsi que la mutation[3].

III-2 Algorithmes Génétiques

Les Algorithmes Génétiques (AG) font partie d'une famille de méthodes stochastiques appelées Méthodes Evolutionnistes, qui reposent sur une analogie avec la théorie de l'évolution naturelle de Darwin, selon laquelle les individus d'une population les mieux adaptés à leur environnement ont une plus grande probabilité de survivre et de se reproduire de génération en génération, en donnant des descendants encore mieux adaptés.

Les algorithmes génétiques diffèrent fondamentalement des autres méthodes dans la recherche de l'optimum :

- Ils utilisent un codage des paramètres de la fonction à optimiser et non les paramètres eux-mêmes.
- Ils agissent sur un ensemble de configurations (population) et non sur un point unique, donc ils cherchent plusieurs crêtes en même temps, ce qui permet de réduire la probabilité de convergence vers un optimum local.
- Ils n'utilisent que les valeurs de la fonction à optimiser, pas sa dérivée ou une autre connaissance auxiliaire.
- Ils utilisent des règles de transitions probabilistes (non déterministes).

III-2 -1 Terminologie des Algorithmes Génétiques

Dans l'AG, l'ensemble des paramètres du problème à optimiser est défini comme étant un individu. Un individu représente une solution particulière au problème à optimiser. Un ensemble d'individus donne naissance à la population. La population représente donc un ensemble de solutions du problème à optimiser, elle représente aussi un ensemble de différentes configurations de paramètres, donc un sous espace de recherche.

L'adaptation à l'environnement est donnée par la valeur retournée de la fonction objectif. Les générations sont représentées par les itérations du processus d'optimisation.

Dans le tableau 3-1 ci-dessous on résume la correspondance entre la théorie d'évolution naturelle et l'algorithme génétique.

Théorie d'évolution naturelle	Algorithmes Génétiques
Individu	Ensemble de paramètres
Population	Ensemble de configuration de paramètres
Environnement	Espace de recherche
Adaptation de l'individu	Evaluation de la fonction objectif
Générations	Itérations de la méthode

Tableau 3-1: Analogie entre les AG et la théorie d'évolution naturelle.

III-2 -2 Formulation d'un problème d'optimisation

En raison de l'analogie avec la théorie de l'évolution, l'algorithme génétique est naturellement formulé en termes de maximisation, le passage d'un problème de minimisation à un problème de maximisation est obtenu par transformation de la fonction objectif f_{obj} .

$$\text{Min } f_{obj}(\lambda) \rightarrow \text{Max } F_{obj}(\lambda) \quad , \lambda \in I_{\lambda}$$

Ou :

I_{λ} désigne l'espace de recherche.

Le choix de la fonction F_{obj} n'est pas unique, il existe plusieurs méthodes qui permettent la transformation de la fonction f_{obj} . Dans ce mémoire, nous avons choisi la fonction de transformation suivante:

$$F_{obj}(\lambda) = \frac{1}{1+f_{obj}(\lambda)} \quad (3-1)$$

III-2 -3 Principe de la méthode des algorithmes génétiques

L'algorithme de résolution commence avec la création d'une population initiale de taille N , constituée par des individus générés aléatoirement. Ensuite, on mesure l'adaptation de chacun des individus de la population à partir de la valeur de la fonction objectif évaluée sur eux. La prochaine étape du processus consiste à faire évoluer cette population vers une population plus adaptée à chaque génération, en utilisant trois différentes opérations : la sélection, le croisement et la mutation. Lorsque nous n'avons plus d'amélioration dans l'adaptation des individus de la population, l'algorithme s'arrête, et la solution est alors représentée par le meilleur individu de la dernière population.

III-2 -4 Mise en œuvre de la méthode des algorithmes génétiques

Pour utiliser l'algorithme génétique dont un problème d'optimisation, en doit disposer des cinq éléments suivants :

- Une représentation chromosomique des solutions du problème ou l'utilisateur doit choisir le plus petit alphabet qui permet une expression naturelle des paramètres du problème. C'est pourquoi l'alphabet binaire $\{0,1\}$ est particulièrement bien adapté à la présentation des paramètres. Autrement dit, le codage utilisé sera le codage binaire.
- Un mécanisme de génération de la population initiale de manière aléatoire. Habituellement, au départ d'un algorithme génétique, il faut créer une population d'individus. Ces individus sont générés par une fonction simple. Cette fonction affecte à chaque individu qu'elle crée une valeur aléatoire pour chacun de ses gènes.
- Une fonction d'adaptation, évaluation, ou fitness, qui sert à associer une valeur pour chaque individu. Cette valeur a pour but d'évaluer si un individu est mieux adapté qu'un autre à son environnement.
- Des opérateurs génétiques permettant d'améliorer et diversifier la population d'une génération sur l'autre, ainsi que d'explorer le plus largement possible l'espace admissible.
- Des paramètres de dimensionnels: taille de la population, critère d'arrêt, probabilités de sélection P_x , de croisement P_c et de mutation P_m .

III-2 -5 Description détaillée

III-2 -5-1 Le codage binaire

Pour chaque paramètre λ_i situé dans l'intervalle $[\lambda_{i \min} \lambda_{i \max}]$, on associe une chaîne binaire $b_0 b_1 \dots b_{I_{\lambda_i}-1}$ définie sur I_{λ_i} bits. A cette chaîne correspond une valeur entière naturelle.

$$N(\lambda_i) = \sum_{j=0}^{I_{\lambda_i}-1} 2^{(I_{\lambda_i}-1)-j} \cdot b_j \quad (3-2)$$

Le paramètre réel λ_i de l'espace de recherche relatif à $N(\lambda_i)$ est obtenu par mise à l'échelle linéaire :

$$\lambda_i = \lambda_{i \min} + \left(\frac{\lambda_{i \max} - \lambda_{i \min}}{2^{I_{\lambda_i}} - 1} \right) \cdot N(\lambda_i) \quad (3-3)$$

Cette méthode présente l'inconvénient de limiter la précision des paramètres a une valeur ϵ_i correspondant a l'écart entre deux configurations réelles adjacentes obtenues pour une variation du bit le moins significatif.

$$\epsilon_i = \left(\frac{\lambda_{i \max} - \lambda_{i \min}}{2^{I_{\lambda_i}} - 1} \right) \quad (3-4)$$

La longueur I_{λ_i} de la sous-chaîne binaire nécessaire pour obtenir une précision ϵ_i préfixée pour le paramètre réel λ_i correspond donc au plus petit entier naturel tel que :

$$I_{\lambda_i} \geq \frac{1}{\ln 2} \ln \left(\frac{\lambda_{i \max} - \lambda_{i \min}}{\epsilon_i} + 1 \right) \quad (3-5)$$

Si le nombre total de paramètres est n, la longueur totale I du chromosome associé à un individu sera:

$$I = \sum_{i=0}^n I_{\lambda_i} \quad (3-6)$$

III-2 -5-2 Opérateurs génétiques

III-2 -5-2-1 La sélection

Les mécanismes de sélection dans les algorithmes génétiques jouent un rôle très important : d'une part pour diriger les recherches vers les meilleurs individus et d'autre part, pour maintenir la diversité des individus dans la population.

La sélection des individus est basée sur leurs valeurs d'adaptation. Ainsi, les individus les plus adaptés sont généralement sélectionnés pour constituer la génération suivante, alors que les plus faibles sont exclus.

.

Les techniques de sélection sont nombreuses, nous citons :

- La sélection proportionnelle, appelée aussi roulette ou roue de loterie.
- La sélection par rang.
- La sélection par tournoi.

La méthode la plus courante est celle proposée par Holland lui même en 1975: sélection par roue de loterie " Roulette Wheel Sélection, RWS ".

Selon cette méthode, chaque individu, a une probabilité d'être sélectionné proportionnelle à son adaptation dans son milieu. Cette probabilité est calculée par:

$$P_s(\lambda_i) = \frac{f(\lambda_i)}{\sum_{i=1}^N f(\lambda_i)} \quad (3-7)$$

$f(\lambda_i)$ adaptation associée a l'individu λ_i .

N taille de la population.

En pratique, on utilise une roue de loterie divisée en N secteurs dont la surface est proportionnelle à la probabilité de sélection correspondante. Ensuite on fait tourner la roue N fois. A chaque coup, on prend une copie de l'individu désigné par l'aiguille de la roue pour faire partie de la nouvelle population. Ainsi les individus avec une plus grande probabilité de sélection

auront un plus grand secteur dans la roue et en conséquent une plus grande probabilité de participer a la génération suivante.

La figure 2-4 nous montre le principe de la sélection par la roue de loterie.

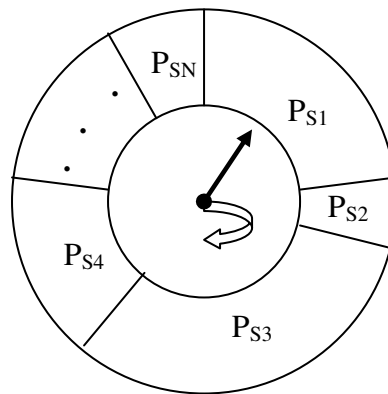


Figure III.1 Sélection par roue de loterie

L'inconvénient majeur de cette méthode, repose sur le fait qu'un individu n'étant pas le meilleur point peut dominer la sélection. Elle peut aussi engendrer une perte de diversité par la domination d'un super individu, Un autre inconvénient est sa faible performance vers la fin quand l'ensemble des individus ce ressemblent.

La sélection proportionnelle à reste stochastique (Stochastic Remainder Selection, SRS) permet d'éviter ce genre de problèmes.

Dans cette méthode. Le nombre de fois qu'un individu sera sélectionné est égal à la partie entière du rapport de sa fitness à la moyenne des fitness de la population totale:

$$N(\lambda_i) = \text{partie entiere} \left[\frac{f(\lambda_i)}{f_{\text{moy}}} \right] \quad (3-8)$$

Ou :

$f(\lambda_i)$ la fonction d'adaptation associée a l'individu λ_i .

f_{moy} la moyenne des adaptations.

Dans un premier temps, on n'obtient que $\alpha = \sum_{i=1}^N N(\lambda_i)$ individus, et il nous manque $N - \alpha$. Pour compléter la population, nous utilisons le principe de la roue de loterie précédemment décrite, ou chaque individu a une probabilité d'être sélectionné à nouveau proportionnelle à la partie fractionnaire du rapport de sa fitness à la moyenne des fitness.

$$P_s(\lambda_i) = \text{partie fractionnaire} \left[\frac{f(\lambda_i)}{f_{\text{moy}}} \right] \quad (3-9)$$

III-2-5-2-2 Le croisement

L'opérateur de croisement est essentiel, car il permet d'obtenir de nouveaux individus, différents de ceux déjà existants, et donc d'enrichir la diversité de la population et d'explorer tout l'espace de recherche.

Le croisement est un processus aléatoire de probabilité P_c appliqué à des couples de parents pris au hasard dans la population. Il consiste à échanger une partie du matériel génétique des parents pour former deux nouveaux individus (enfants).

Dans un algorithme génétique, le croisement de deux chromosomes parents est réalisé de la façon suivante: on choisit aléatoirement un point de croisement situé à la position P comprise entre 1 et $I-1$ ou I est la longueur de la chaîne binaire. Afin de créer les deux nouveaux chromosomes enfants, on conserve les sous chaînes contenant les bits comprise entre 1 et P et on échange les sous chaînes contenant les bits compris entre $P+1$ et I . Figure 2-2.

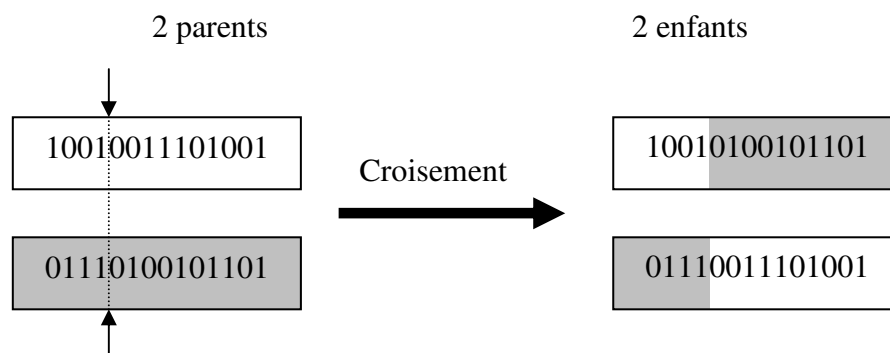


Figure III.2 principe du croisement génétique a un seule point.

III-2-5-2-3 La mutation

Comme pour le croisement, la mutation vise à modifier de façon aléatoire une partie de la population. Le principe est de choisir une valeur de remplacement aléatoire pour l'un des gènes des individus de la population concernés.

Dans le cas du codage binaire, chaque bit $a_i \in [0,1]$, est remplacé selon une probabilité de mutation P_m par son complémentaire. $\bar{a}_i = 1 - a_i$.

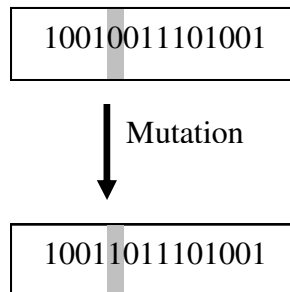


Figure III.3 principe de la mutation

A la différence du croisement le taux de mutation est généralement faible. Ce taux faible permet d'éviter une dispersion aléatoire de la population et n'entraîne que quelques modifications sur un nombre limité d'individus.

La probabilité de mutation P_m dépend au nombre de bit I et a la taille de la population N .

$$P_m = \frac{1}{N \cdot I^{(1/2)}} \quad (3-10)$$

Ou :

N taille de la population.

I nombre de bit nécessaire pour coder chaque individu.

III-2-5-3 Critère d'arrêt

Généralement, un algorithme génétique se termine après un certain nombre de générations, ou lorsque le meilleur individu de la population n'évolue plus, mais on peut également terminer l'exécution de l'algorithme lorsqu'une certaine condition soit atteinte, par exemple lorsque la qualité d'un individu dépasse un certain seuil.

Une méthode plus rigoureuse consiste à supposer que l'algorithme converge vers l'optimum lorsque l'adaptation d'une partie ou de l'ensemble de la population se rapproche de celle du meilleur individu. On peut considérer que cet événement se produit à la génération t pour laquelle.

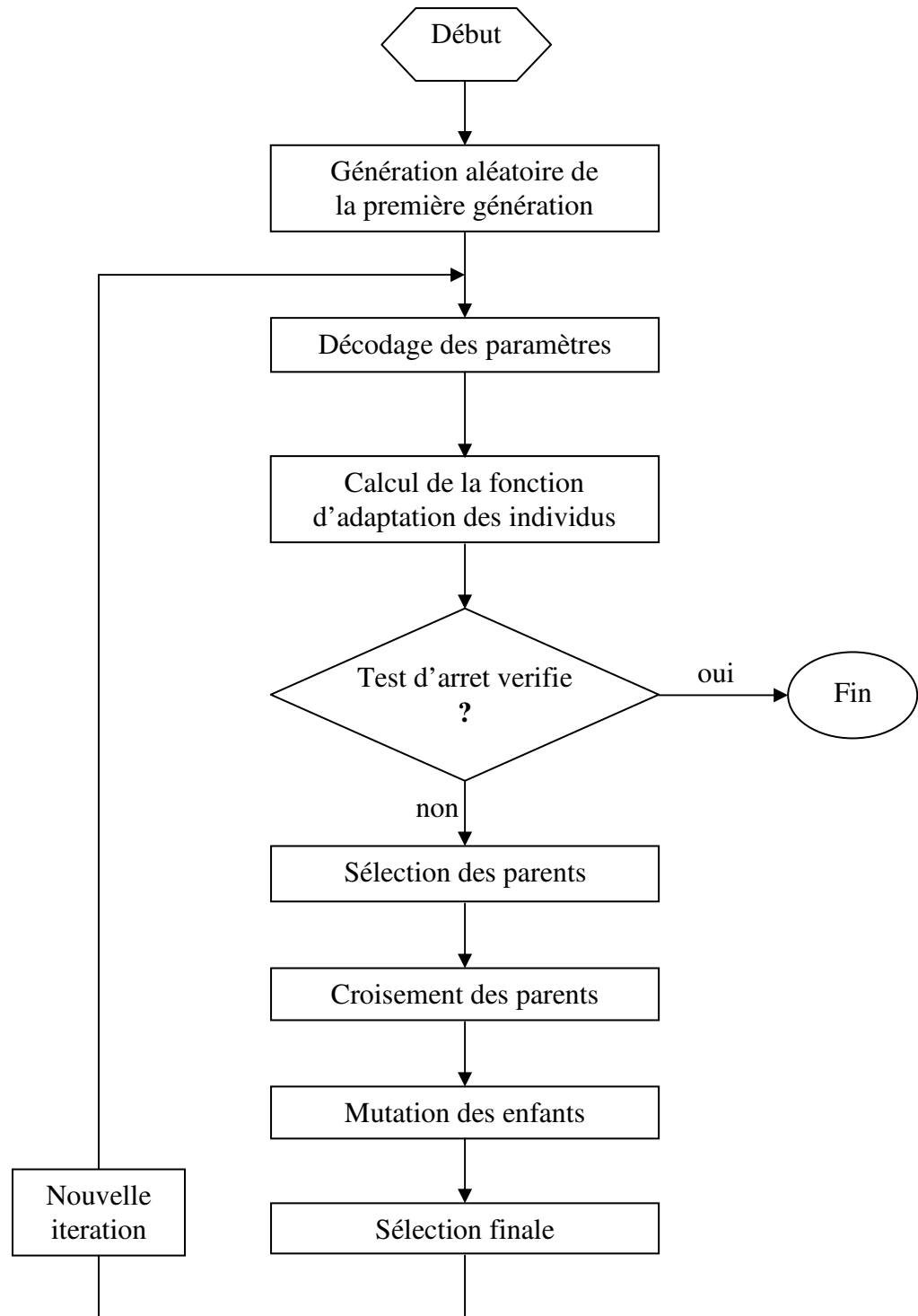
$$1 - \frac{f_{\text{moy}}}{f_{\text{max}}} \leq \epsilon \quad (3-11)$$

Ou :

ϵ est la précision requise sur la convergence.

f_{moy} la moyenne des adaptations.

f_{max} fonction d'adaptation du meilleur individu..

III-2-6 Organigramme de l'algorithme génétique**Figure III.4** organigramme de l'algorithme génétique

II-3 Conclusion

A fin de résoudre de problème inverse constituant la mesure de l'épaisseur de revêtement des matériaux utilisés en construction aéronautique, nous avons besoin d'un modèle direct basé sur les EF associé à une méthode d'optimisation de type algorithmes génétiques. En effet, une fois le couplage est réalisé et l'algorithme d'optimisation est implanté sous Matlab nous l'exploitons pour la mesure de l'épaisseur de revêtement de l'Inox304L, Ti, AU4G et Al.

Chapitre IV

Application et validation

IV-1 Introduction

Dans ce chapitre, nous établissons deux principales tâches. La première consiste à appliquer le modèle des éléments finies pour simuler le comportement du système de contrôle non destructif composé d'un capteur absolu opérant sur une tôle conductrice.

Dans cette étape nous étudions l'effet de la variation de l'épaisseur de revêtement isolant (peinture, résine....) sur la distribution de champ magnétique et la variation des paramètres de la variation de l'impédance du capteur en fonction :

- la fréquence de contrôle (basse ou haute fréquence).
- Epaisseur de revêtement.
- Nature du matériaux de construction aéronautique revêtu (Al, Inox304l, Ti).

En suite, nous utilisons deux types d'algorithmes d'optimisation d'une fonctionnelle d'erreur afin d'évaluer l'épaisseur de revêtement. En effet, le premier est basé sur les algorithmes génétique et le seconde sur un algorithme développé dans .

IV-2 Matériaux pour la construction aéronautique

Les alliages qui forment la coque d'un avion sont en majorité des alliages d'aluminium et ils appartiennent à deux séries d'alliages, la série 2000 et la série 7000 qui sont respectivement des alliages d'aluminium avec du cuivre et du zinc. L'aluminium est très utilisé en général car sa masse volumique est très faible, ce qui présente un grand intérêt en aéronautique. En effet, plus l'avion est léger, moins il consommera de carburant. L'aluminium est aussi très apprécié pour sa bonne résistance à la corrosion qui est dû à la formation au préalable d'une couche d'alumine qui va ensuite empêcher la corrosion d'atteindre l'aluminium. L'un des problèmes majeurs des alliages d'aluminium vient de là, la résistance à la corrosion est en effet diminuée dès lors que l'on réalise des alliages avec des métaux plus électropositifs (comme le cuivre ou le zinc) car cela va détruire la couche d'alumine qui ne va donc plus protéger l'aluminium. L'aluminium est aussi assez facilement malléable ce qui rend la construction des parties un peu plus élaborées de l'avion plus facile.

En dehors des points précédemment cités, l'aluminium a des propriétés assez réduite surtout dans le cadre de l'aéronautique, un de ses principaux défauts vient notamment du fait que ses propriétés mécaniques sont très faibles. C'est pourquoi on l'utilise quasiment toujours dans des alliages, [6].

- Dans l'aéronautique, on utilise plusieurs types de composites pour la structure d'un avion et non un même matériau composite pour toutes les différentes parties qui

constituent un avion. En effet, du fait que ceux-ci soient un assemblage de plusieurs matériaux, on peut créer toutes sortes de matériaux différents qui peuvent être utilisés dans des applications bien différentes.

En général les matériaux composites présentent certains avantages par rapport aux autres matériaux. Ils présentent une rigidité plus élevée, d'excellentes caractéristiques mécaniques, et d'excellentes résistances à la fatigue et à la corrosion. Un autre avantage des matériaux composites est qu'ils ne favorisent pas la propagation des dommages lors de choc par exemple. Ce type de matériaux apporte aussi une grande souplesse au niveau de la conception.

- Le **titanium** est aujourd'hui l'un des éléments phares de la construction aéronautique et spatiale puisque son usage est justifié par ses caractéristiques : tenue incomparable à la corrosion et à l'oxydation, tendance amagnétique, résistance thermique et mécanique élevée, ductilité, biocompatibilité, faible densité... Avec de telles propriétés, les alliages à base de titane constituent un atout majeur pour la performance des avions.
- L'inox est un alliage peu sensible à la corrosion. Cet alliage est le matériau idéal pour l'usinage de pièce dans des applications dans des milieux très exigeants, tels que **Inox 304L** : Résistance à la corrosion correcte. Il est soudable en aéronautique. Pour être classé dans la catégorie inoxydable, un acier doit contenir au moins 10,5 % de chrome. Pour l'usinage de pièces inox, les nuances les plus courantes sont l'AISI 304L et l'AISI 316L, toutefois nous sommes capables d'usiner tous les Inox.

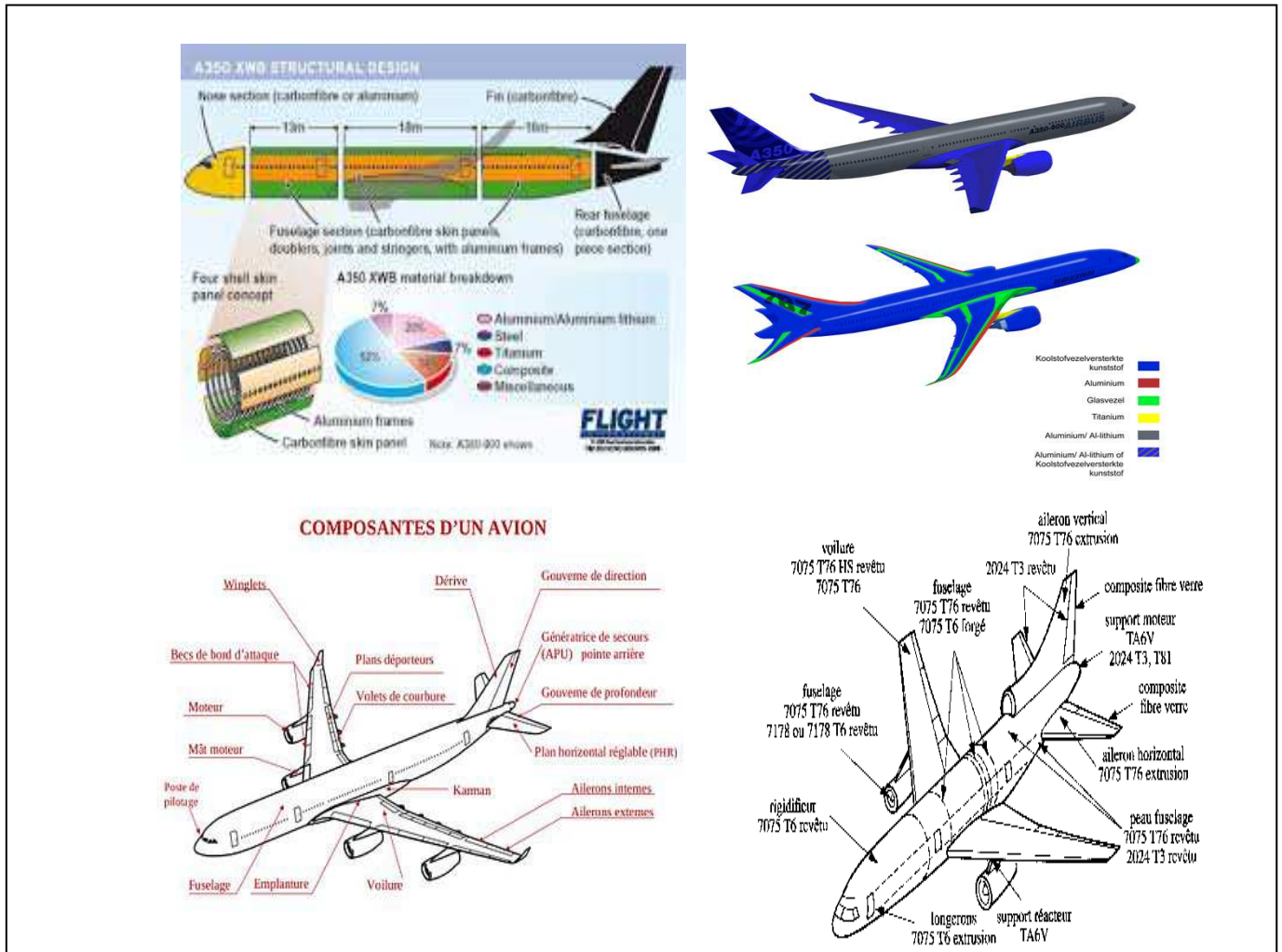


Figure IV -1 Matériaux de construction aéronautique

IV. 3 Mesure d'épaisseur de revêtement

Un appareil de mesure d'épaisseur de revêtement est un instrument scientifique destiné à la mesure de l'épaisseur de couches sur un matériau de base appelé substrat ou support. La mesure d'épaisseur de revêtement (*coating thickness measurement* en anglais) est une discipline très utile de la science des matériaux. L'épaisseur fait partie des critères essentiels de caractérisation d'un revêtement. Une épaisseur minimum de couche(s) sur une pièce est requise pour garantir des propriétés physiques, électriques, mécaniques ou esthétiques. Les domaines d'applications typiques sont les industries automobile et aéronautique, la microélectronique, les entreprises de peinture..ETC, Figure IV.2.

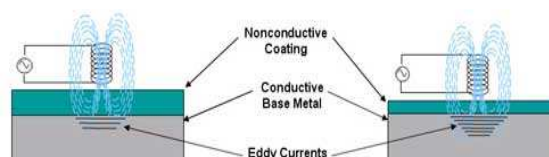


Figure IV -2 Mesure de revêtement par courants de Foucault

IV-4 Caractéristiques du dispositif

On considère un capteur à courants de Foucault constitué, d'une bobine axisymétrique, placée au-dessus d'une cible plane homogène. La géométrie du dispositif étudié est montrée sur la figure IV -3.

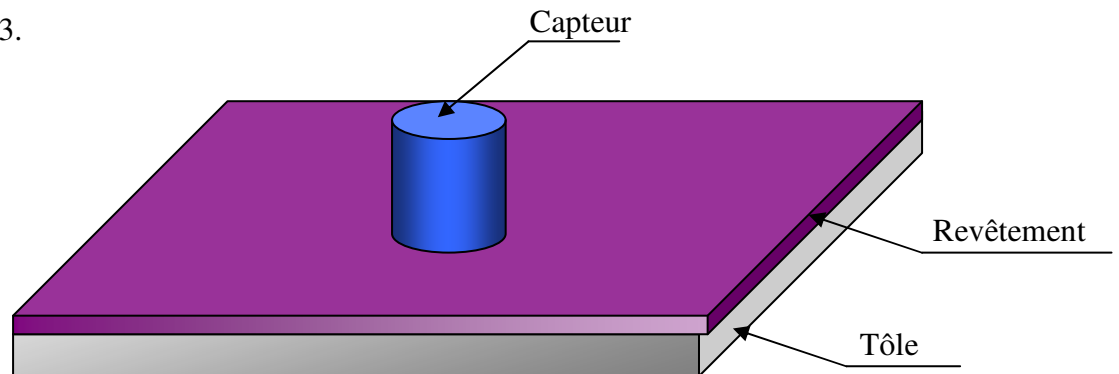


Figure IV -3 capteur à C.F au-dessus d'une tôle plane.

➤ Caractéristiques physiques

Capteur

Courant injecté: 0.04 [A].

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

Conductivité électrique : $5.79*10^7$ [S/m].

Fréquence : 10KHz

Charge

Perméabilité magnétique relative : 1.

Conductivité électrique dépend de la nature de la tôle.

➤ Caractéristiques géométriques

Capteur

Rayon interne : 5.35 [mm].

Epaisseur : 2.35 [mm].

Hauteur : 2.3 [mm].

Tôle

Epaisseur : 2 [mm].

IV-5 Détermination de l'impédance du capteur

Pour effectuer ce calcul on utilise une méthode basée sur le potentiel vecteur magnétique qui donne une meilleure précision.

Considérons une bobine de section S composée de N conducteurs, parcourus par un courant I.

Le flux qui traverse un tube de courant de rayon r et de section élémentaire ds est donné par l'expression suivante :

$$d\phi = k \iint_S \vec{B} \cdot \vec{n} \, ds \quad (\text{IV-1})$$

k : nombre de conducteurs dans la section élémentaire ds .

$$d\phi = k \iint_S \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A}) \cdot \vec{n} \, ds \quad (\text{IV-2})$$

L'application du théorème de Stokes, permet d'obtenir:

$$d\phi = k \oint_c \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (\text{IV-3})$$

Avec c est un contour fermé appuyant sur la surface élémentaire ds .

Après l'intégration on obtient:

$$d\phi = k \, 2 \cdot \pi \cdot r \cdot A \quad (\text{IV -4})$$

Le flux total traversant la bobine, est alors donné par:

$$\phi = \iint_S d\phi \, ds = \iint_S k \, 2 \cdot \pi \cdot r \cdot A \, ds \quad (\text{IV -5})$$

Prenant en considération la répartition uniforme du conducteur dans les bobines, on aura :

$$k = \frac{N}{S} \quad (\text{IV -6})$$

$$\phi = \frac{N}{S} \iint_S 2 \cdot \pi \cdot r \cdot A \, ds \quad (\text{IV -7})$$

$$\text{L'impédance est donnée par: } Z = \frac{U}{I} \quad (\text{IV -8})$$

Ou :

$$U = \frac{d\phi}{dt} \text{ la tension d'alimentation}$$

$$I = J \cdot \frac{S}{N} \text{ le courant traversant la bobine.}$$

J la densité de courant.

$$Z = \frac{N^2}{J \cdot S^2} \iint_S 2 \cdot \pi \cdot r \cdot \frac{\partial A}{\partial t} \, ds \quad (\text{IV -9})$$

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, le potentiel vecteur magnétique est de la forme suivante :

$$A = A_0 \cdot e^{-j\omega t} = \text{Re}(A) + j \cdot \text{Im}(A) \quad (\text{IV -10})$$

D'où on obtient une nouvelle expression de l'impédance:

$$\text{Re}(Z) = \frac{N^2}{J \cdot S^2} \cdot \omega \iint_S 2 \cdot \pi \cdot r \cdot \text{Im}(A) \cdot ds \quad (\text{IV -11})$$

$$\text{Im}(Z) = \frac{N^2}{J \cdot S^2} \cdot \omega \iint_S 2 \cdot \pi \cdot r \cdot \text{Re}(A) \cdot ds \quad (\text{IV -12})$$

IV-6 Schéma du problème inverse

Pour l'inversion itérative, le processus est constitué d'une boucle d'itération au sein de laquelle se trouve le modèle direct, qui doit être connu, de façon exacte ou approchée.

La sortie du modèle direct est comparée aux acquisitions effectuées, et l'erreur ainsi observée est proposée en entrée d'un algorithme d'optimisation qui modifie alors les estimations des caractéristiques recherchées. À chaque itération, cette modification a pour but de minimiser l'erreur obtenue. L'inversion est supposée correcte et le processus est arrêté lorsque cette erreur devient inférieure à une valeur limite déterminée comme critère d'arrêt des itérations. Si toutes les méthodes d'inversion itératives répondent à ce processus, la différence réside essentiellement dans l'algorithme d'optimisation qui effectue l'estimation des caractéristiques par modifications successives. De tels algorithmes sont relativement nombreux. Parmi les plus utilisés nous avons : la méthode de descente du gradient, la méthode du simplexe, les algorithmes génétiques, ou encore l'algorithme de colonies de fourmis.

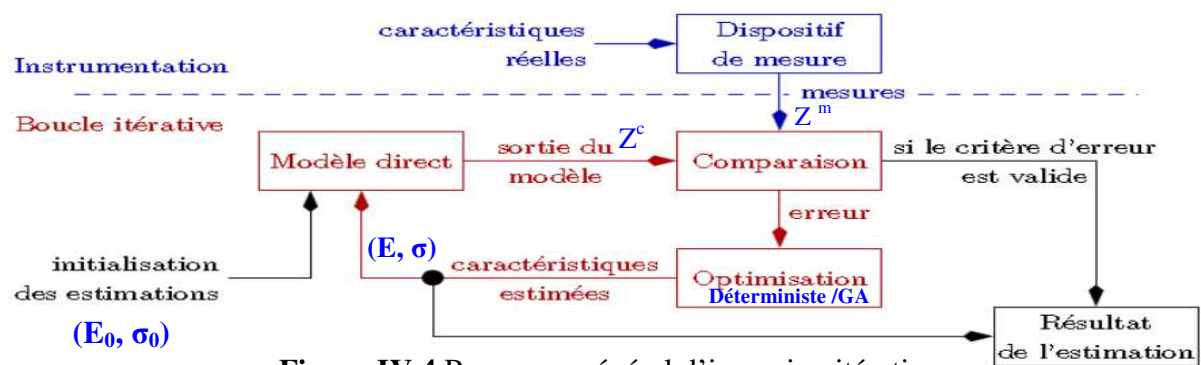


Figure IV.4 Processus général d'inversion itérative

IV-7 Domaine de résolution et conditions aux limites

Sachant que le capteur modélisé est axisymétrique, c'est-à-dire qu'il représente une symétrie de révolution, il est plus aisé de faire une étude 2D axisymétrique pour simuler la réponse du capteur avec un gain de temps important. La figure 4-5 présente le modèle géométrique ainsi que les conditions aux limites associées.

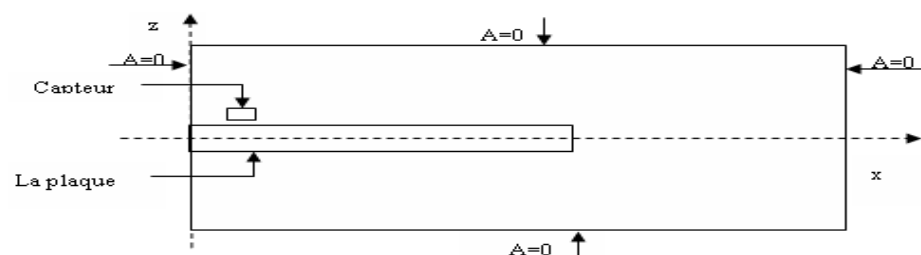


Figure IV.5 Domaine de résolution $\frac{1}{2}$ du domaine complet dans le plan $[x, z]$.

IV-8 Résultats de la simulation par les éléments finis

Après avoir implanté la méthode EF sur Matlab nous avons étudiées l'effet de la variation de l'impédance en fonction de l'épaisseur de revêtement pour les cas des matériaux:

- Inox 304L
- Aluminium
- Au4G
- Titane

Les résultats son donnes sur les figures IV-6 et IV-7

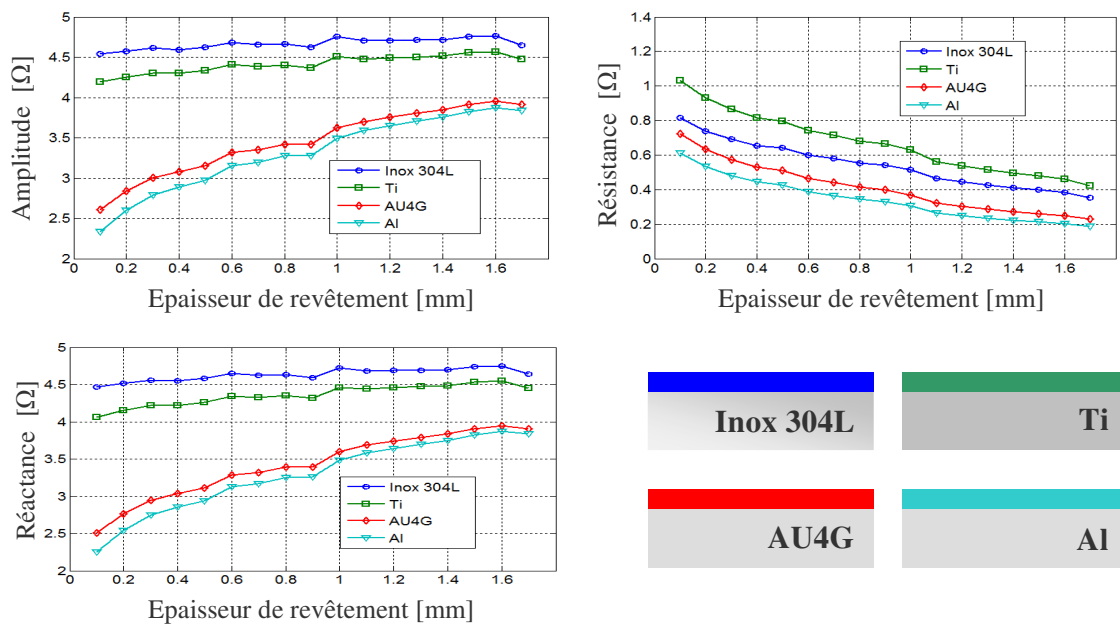


Figure IV.6. Paramètres de l'impédance du capteur en fonction de l'épaisseur de revêtement pour différents types de matériaux. fr =10Khz

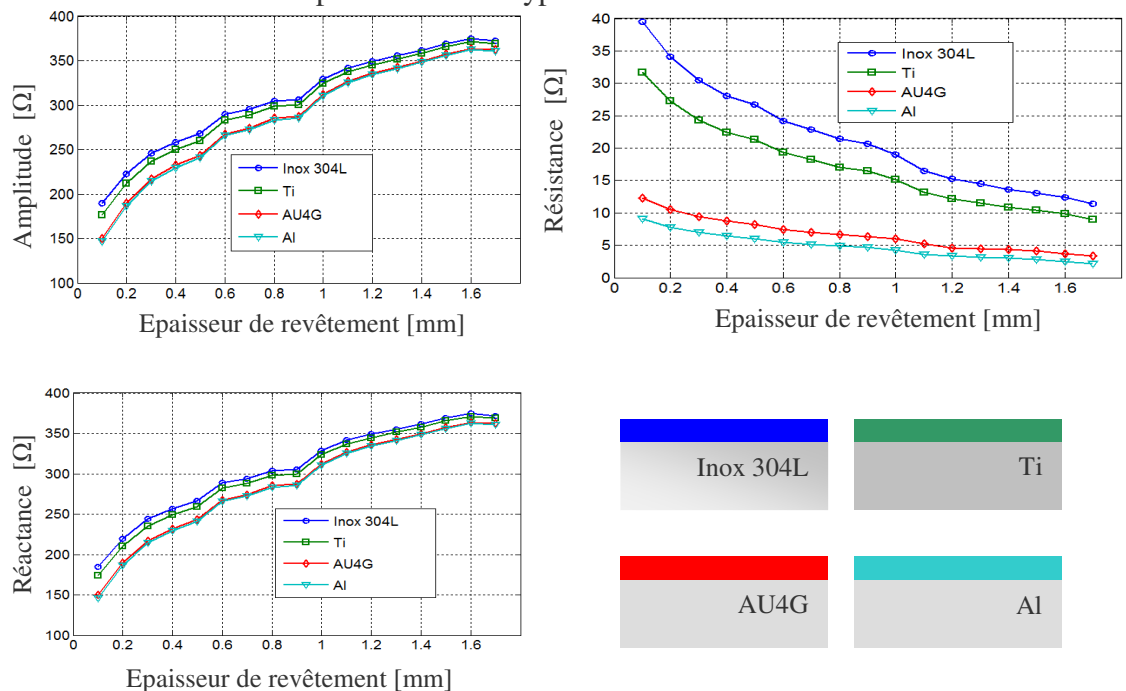


Figure IV.7. Paramètres de l'impédance du capteur en fonction de l'épaisseur de revêtement pour différents types de matériaux. fr =1MHz

Ensuite, nous avons exploité le modèle développé pour tracer la cartographie du potentiel vecteur magnétique A et celui pour différent matériaux et différent épaisseur de revêtement

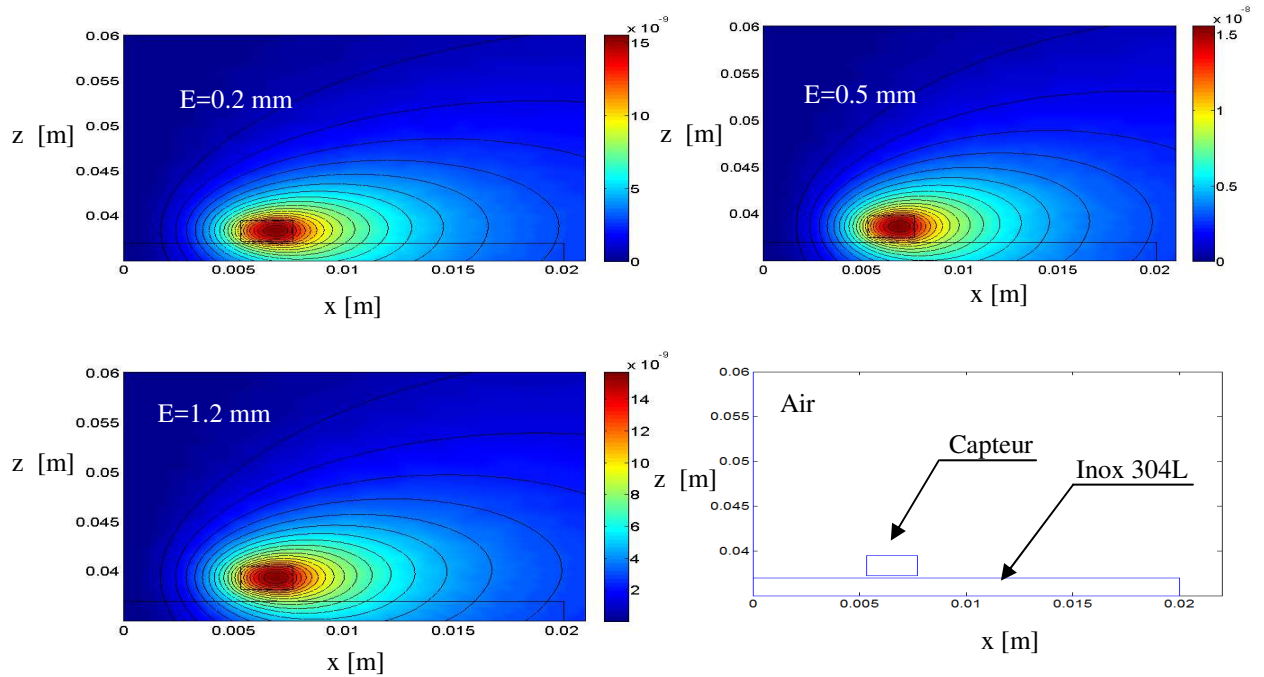


Figure IV.8. Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différentes épaisseur de revêtement. $f_r = 10\text{kHz}$. **Inox 304L**

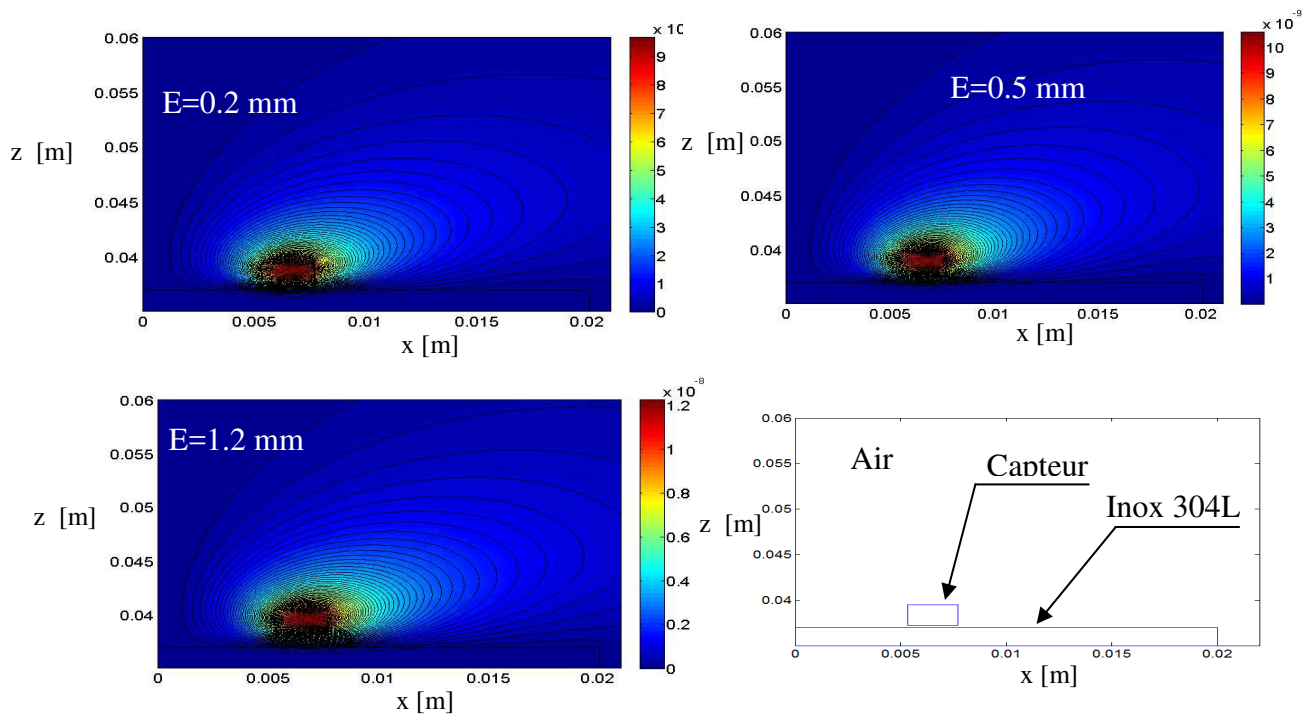


Figure IV.9. Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différentes épaisseur de revêtement. $f_r = 1\text{MHz}$. **Inox 304L**

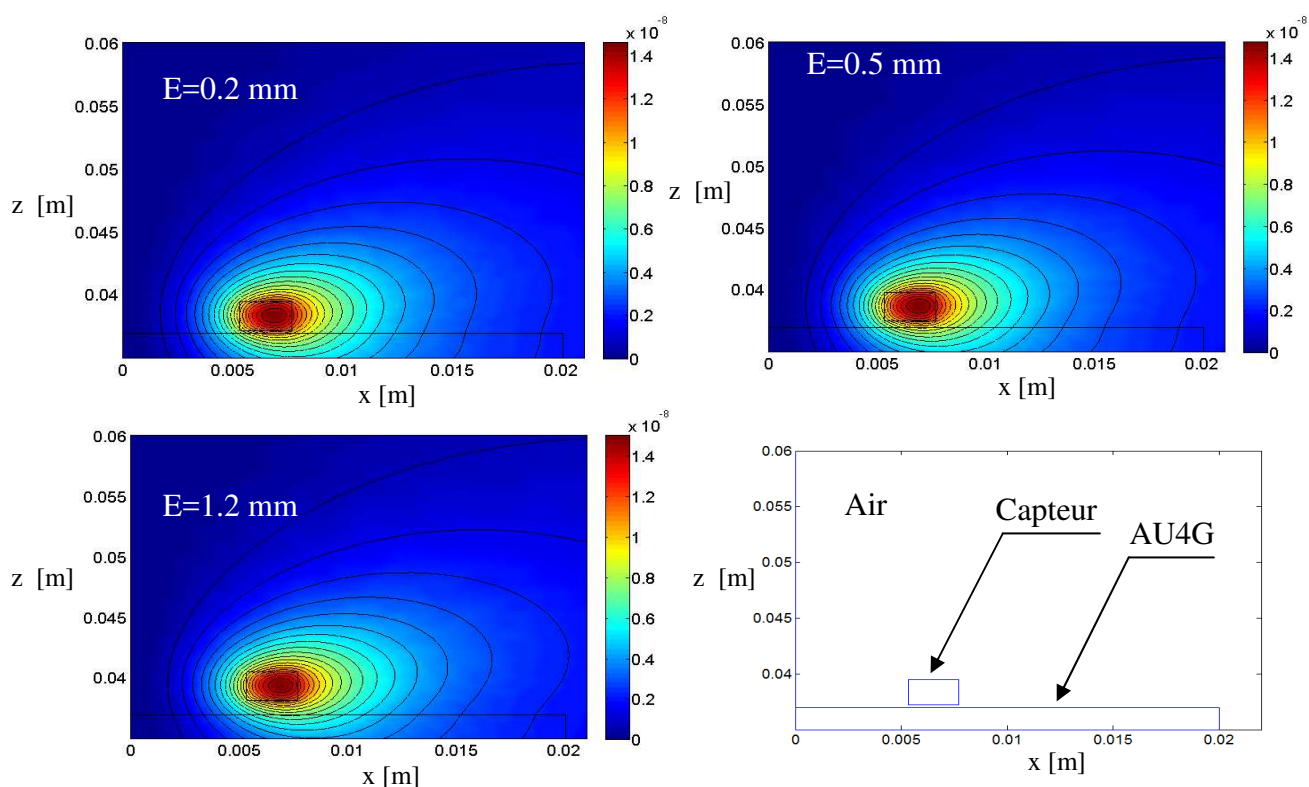


Figure IV.10 Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différentes épaisseur de revêtement. $f_r = 10\text{ kHz}$. AU4G

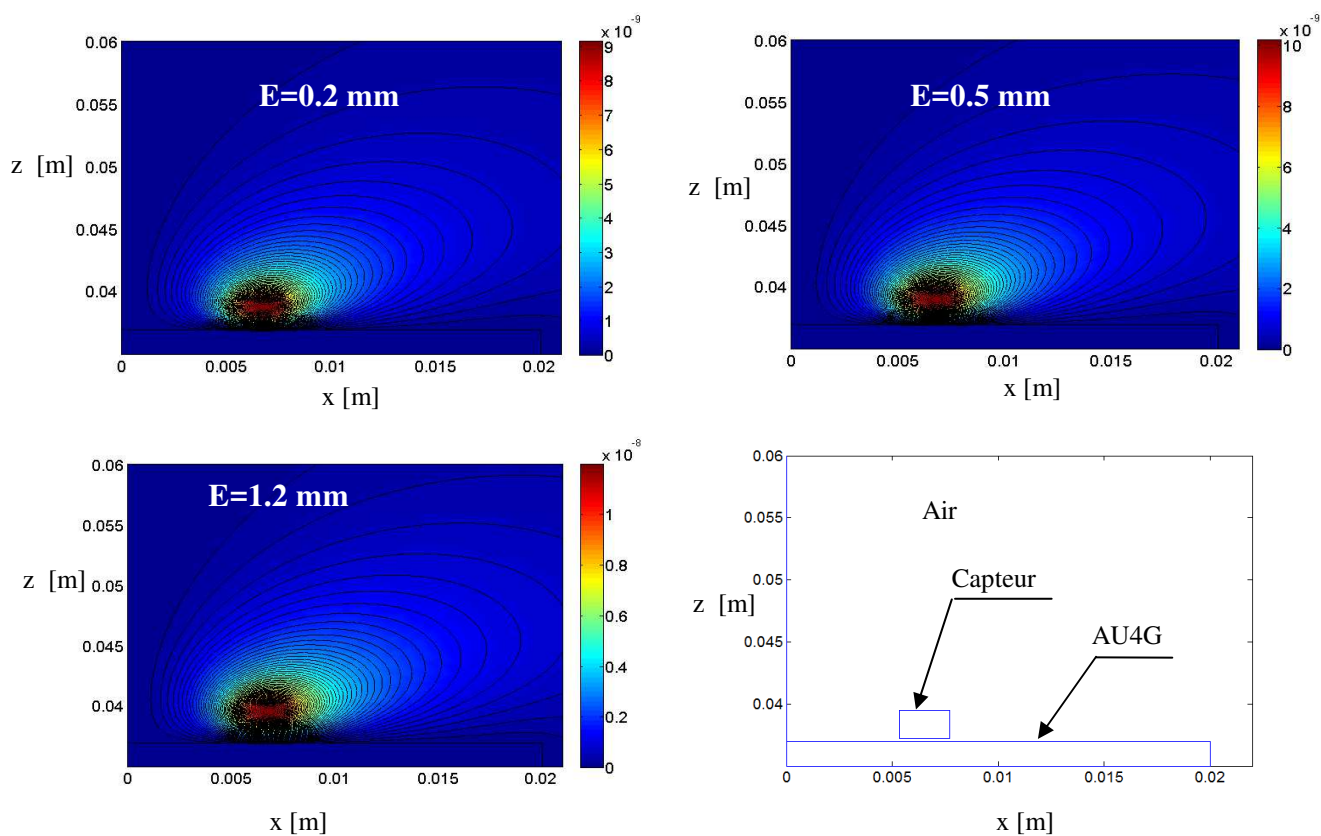


Figure IV. 11 Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différentes épaisseur de revêtement. $f_r = 1\text{ MHz}$. AU4G

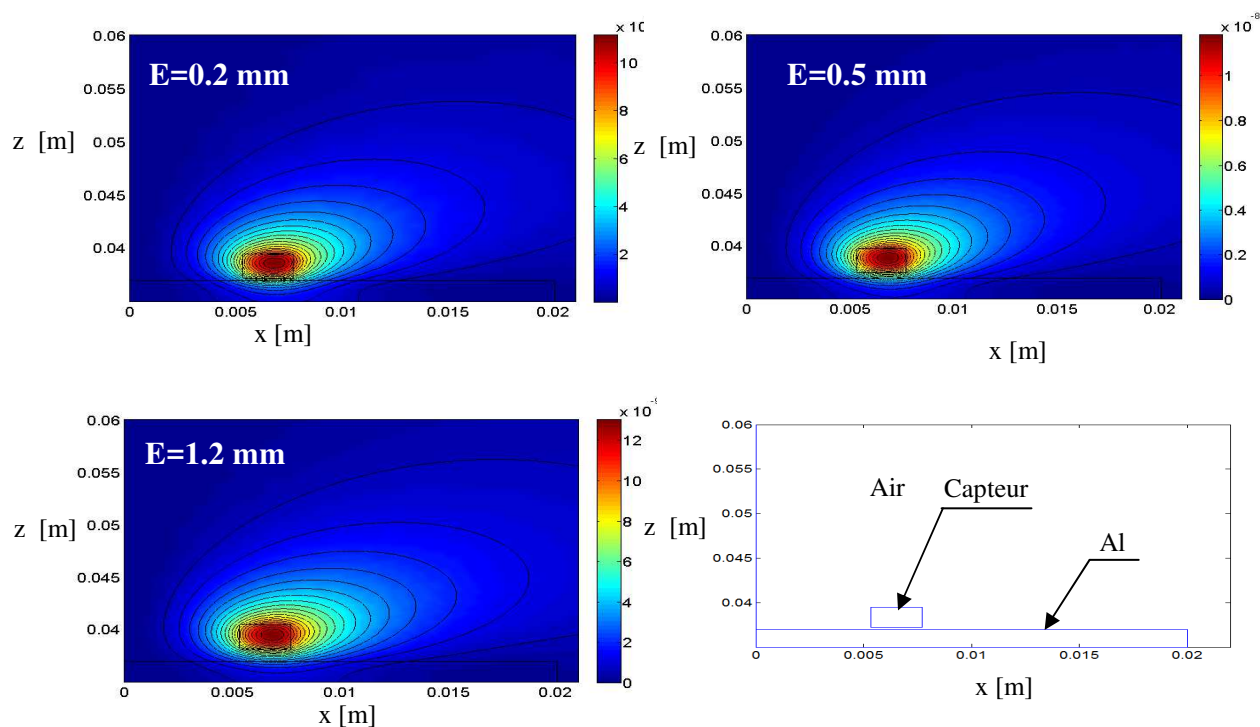


Figure IV.12 Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différentes épaisseur de revêtement. $f_r = 10\text{kHz}$. **Aluminium.**

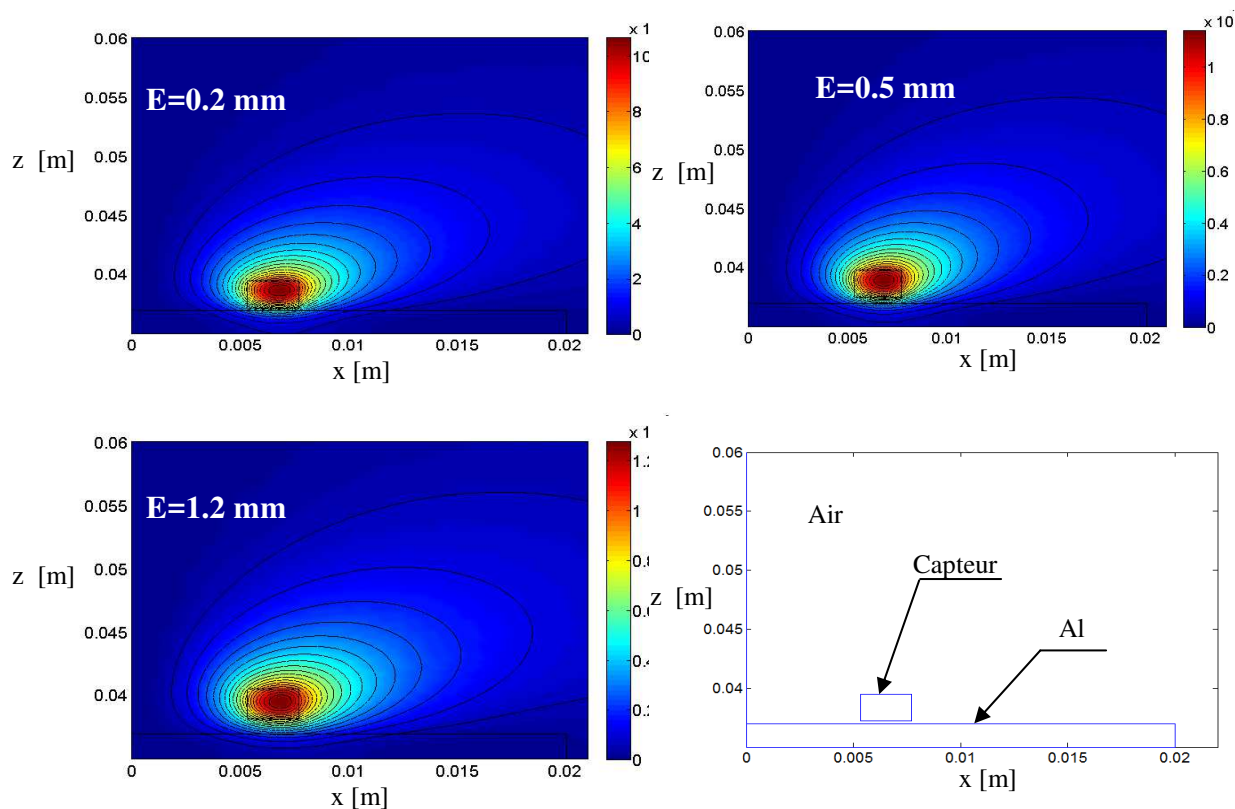


Figure IV.13 Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différentes épaisseur de revêtement. $f_r = 1\text{MHz}$. **Aluminium.**

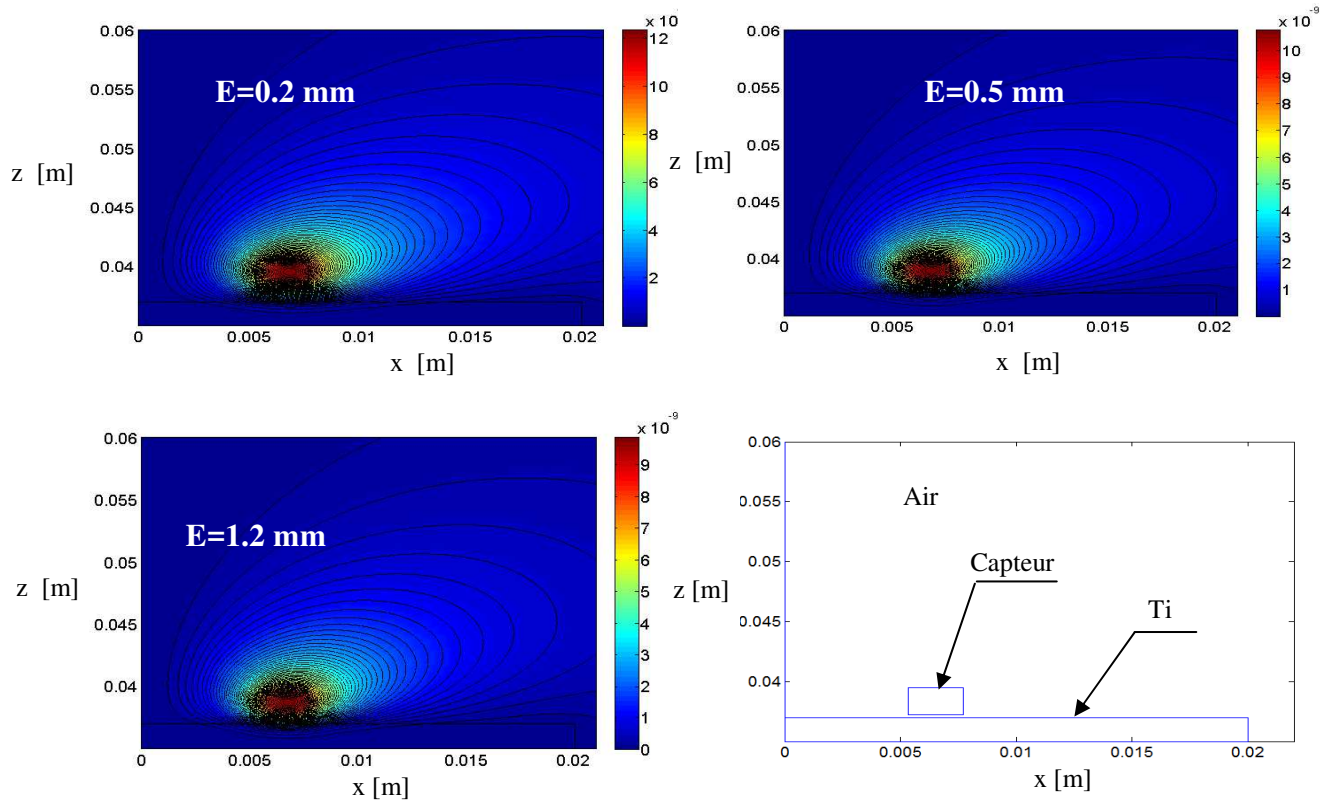


Figure IV. 14 Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différentes épaisseur de revêtement. $f_r = 10\text{ kHz}$. Titane

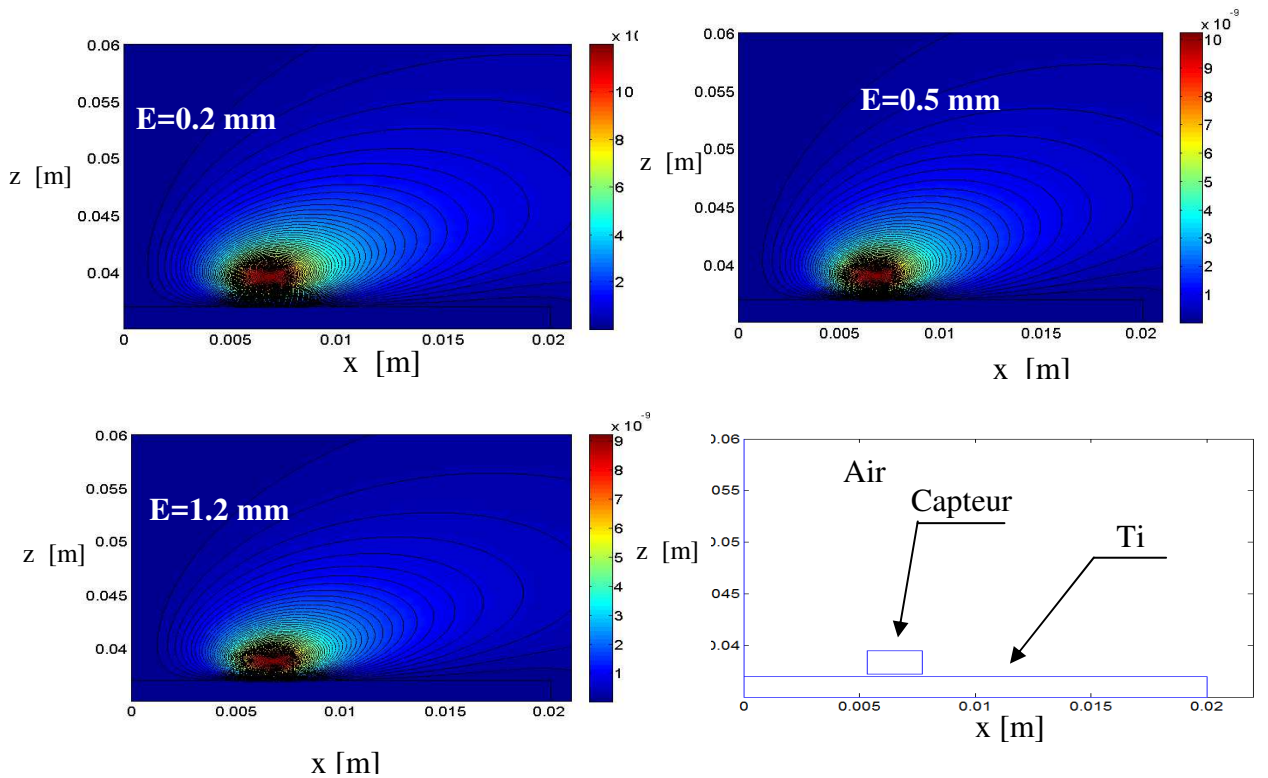


Figure IV. 15 Potentiel magnétique vecteur dans le domaine d'étude pour différentes épaisseur de revêtement. $f_r = 1\text{ MHz}$. Titane

IV-9 Analyse des résultats

A travers les résultats obtenus on peut tirer quelques remarques et constatations.

On voit bien que la variation de la résistance du capteur est une fonction uniformément décroissante. De ce fait, on peut appliqué l'algorithme déterministe développé dans [4]. A partir de la cartographie des potentiel A on peut remarquer que lorsque l'épaisseur de revêtement augmente les lignes de A pénètrent moins dans le matériau. D'autre part, l'amplitude maximale de A augment lorsque le matériau présente une conductivité plus élevée comme la cas des l'aluminium. Cela, peut-être justifié par le fait que de plus les courants induits sont importants le champ réactif qu'ils génèrent devient important et fait baisser l'amplitude du champ total et celle de A. Par ailleurs, en comparant les résultats à 10 kHz et 1Mhz, nous pouvons remarquer clairement que de plus la fréquence augmente les courants induits (ou A) sont focalisés en surface. C'est le phénomène de l'épaisseur de peau. La pénétration des liges de A dans la section du matériau est aussi limitée par l'épaisseur de revêtement.

IV-10 Formulation du problème inverse et application

Le problème inverse à analyser est de trouver (E) donnant

$$Z^c(E) = Z^m \quad (IV -13)$$

Ou : Z^c est l'impédance du capteur, et Z^m est l'impédance mesurée. Dans ce mémoire, Les valeurs mesurées sont remplacées par celles obtenues en résolvant le problème direct par la méthode des éléments finis en partant d'une épaisseur de revêtement connue. L'équation peut être changée par la minimisation de la fonctionnelle d'erreur suivante:

$$\Phi(Z(E)) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \frac{[Z_i^m - Z_i^c(E)]^2}{[Z_i^m]^2} \quad (IV -14)$$

Ou : n est le nombre de mesures pour la résolution de ce problème, c'est à dire la minimisation de la fonctionnelle d'erreur donnée par une l'équation et l'estimation des valeurs exactes de l'épaisseur de revêtement de la cible, nous utilisons deus méthodes d'optimisation : la méthode de l'algorithme génétique et la méthode proposée dont l'organigramme en face.

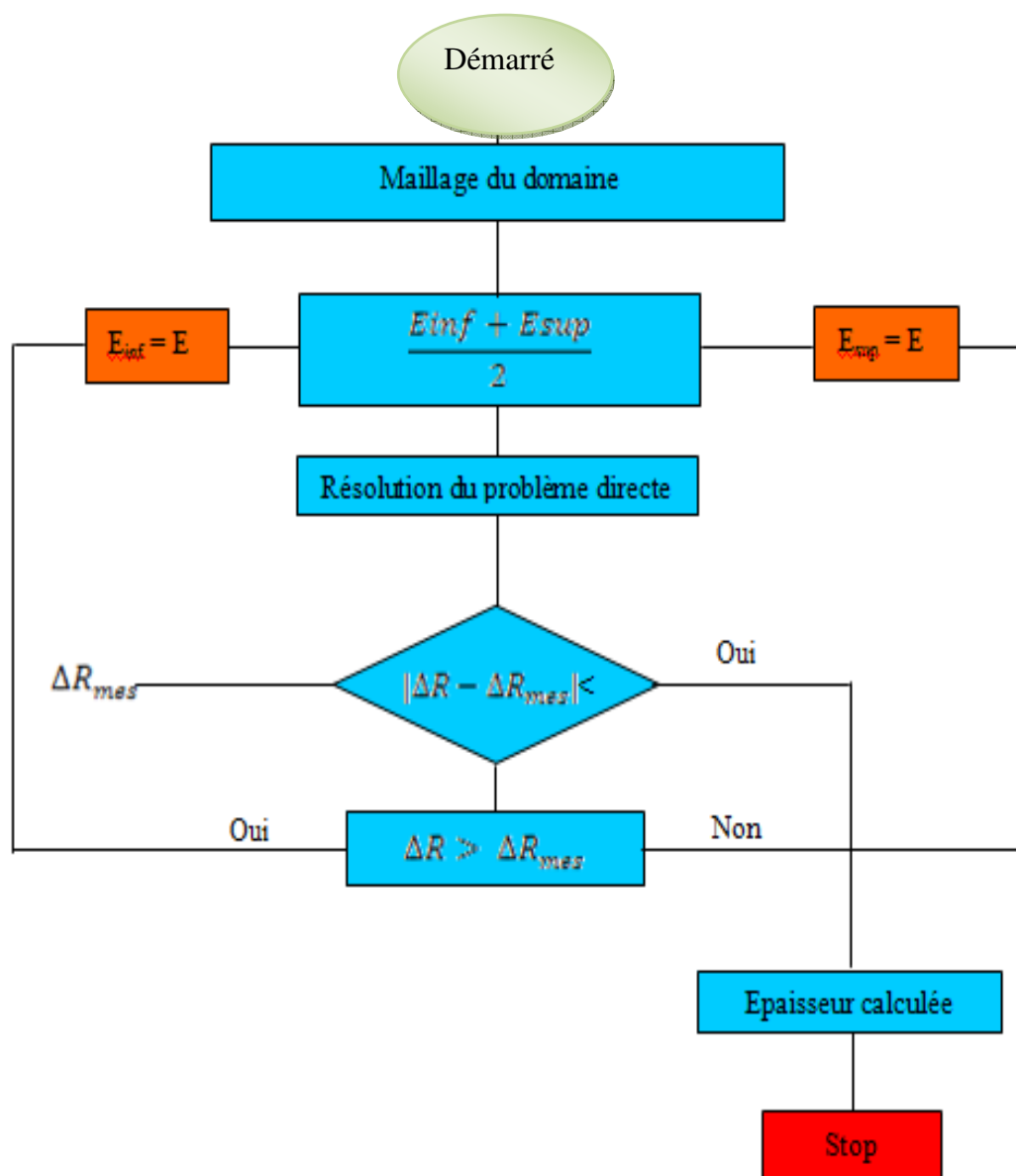


Figure IV. 16 Organigramme d'optimisation par la méthode proposée.

Les évolutions de l'épaisseur de revêtement et la chute de la valeur de la fonction objectif avec les itérations, pour la méthode de proposée, sont présentées par les figures ci-dessous.

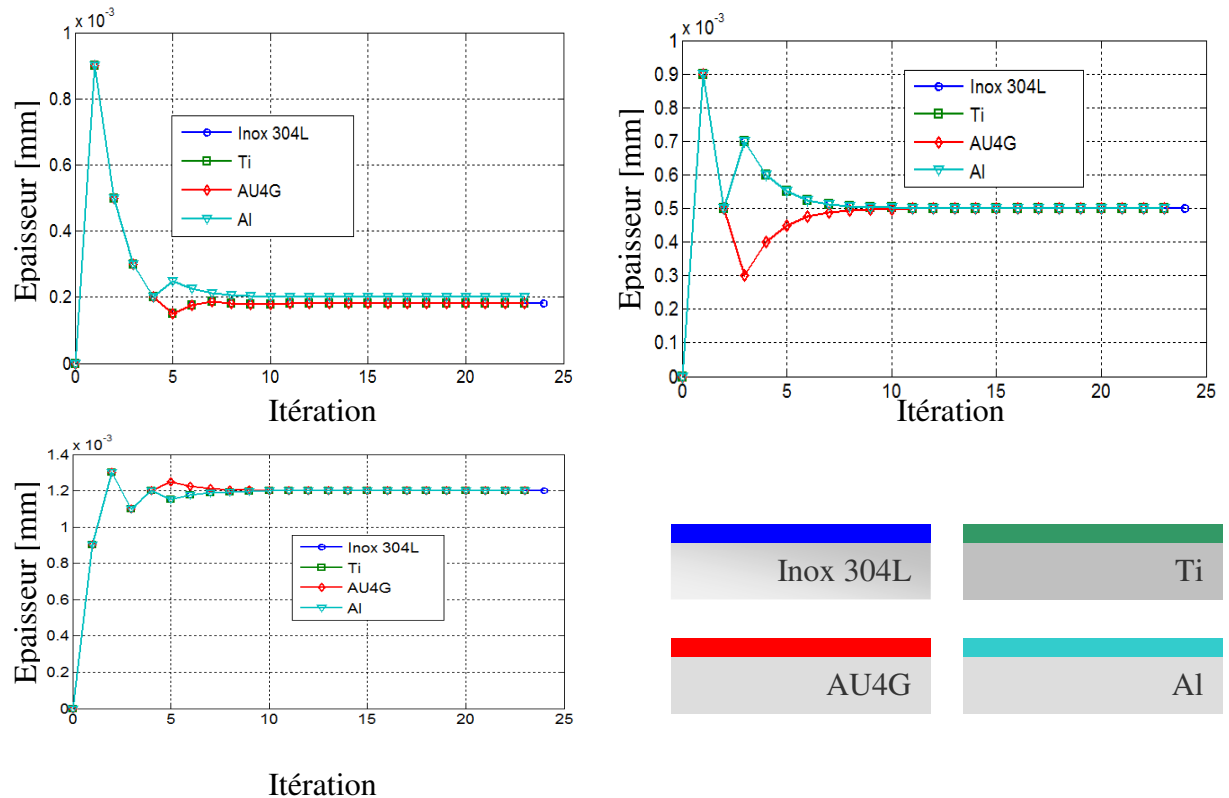


Figure IV.17 Epaisseur de revêtement en fonction de l'itération. $fr = 10 \text{ kHz}$ calculé avec l'algorithme proposé.

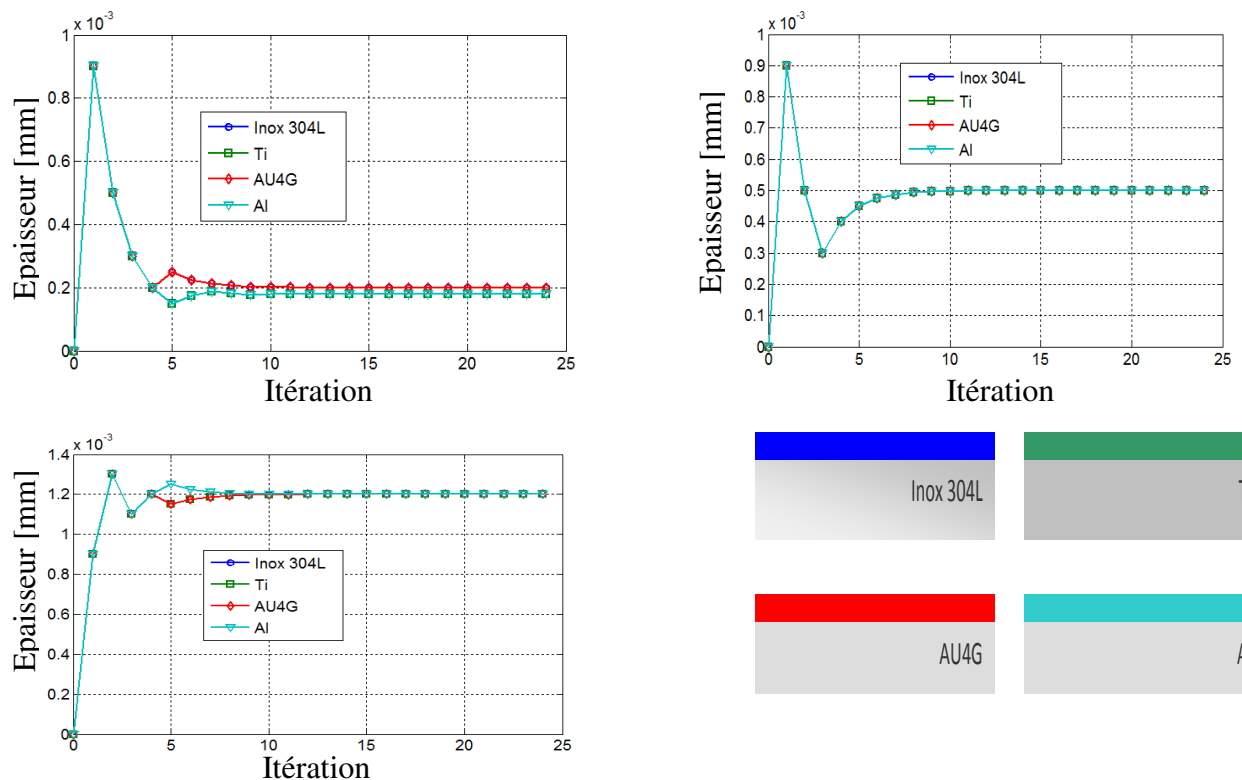


Figure IV.18 Epaisseur de revêtement en fonction de l'itération. $fr = 1 \text{ MHz}$ calculé avec l'algorithme proposé.

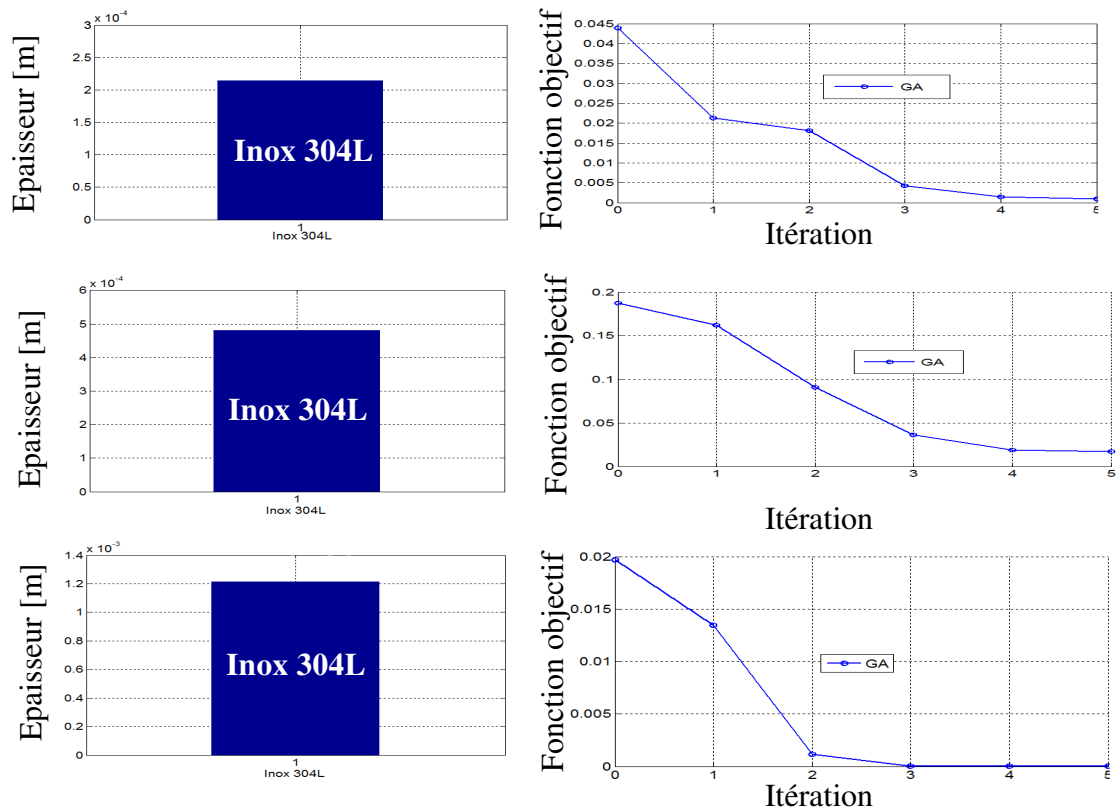


Figure IV-19 Epaisseur de revêtement correspondant au meilleur individu et Fonction objectif en fonction du nombre d'itération. fr = 10kHz

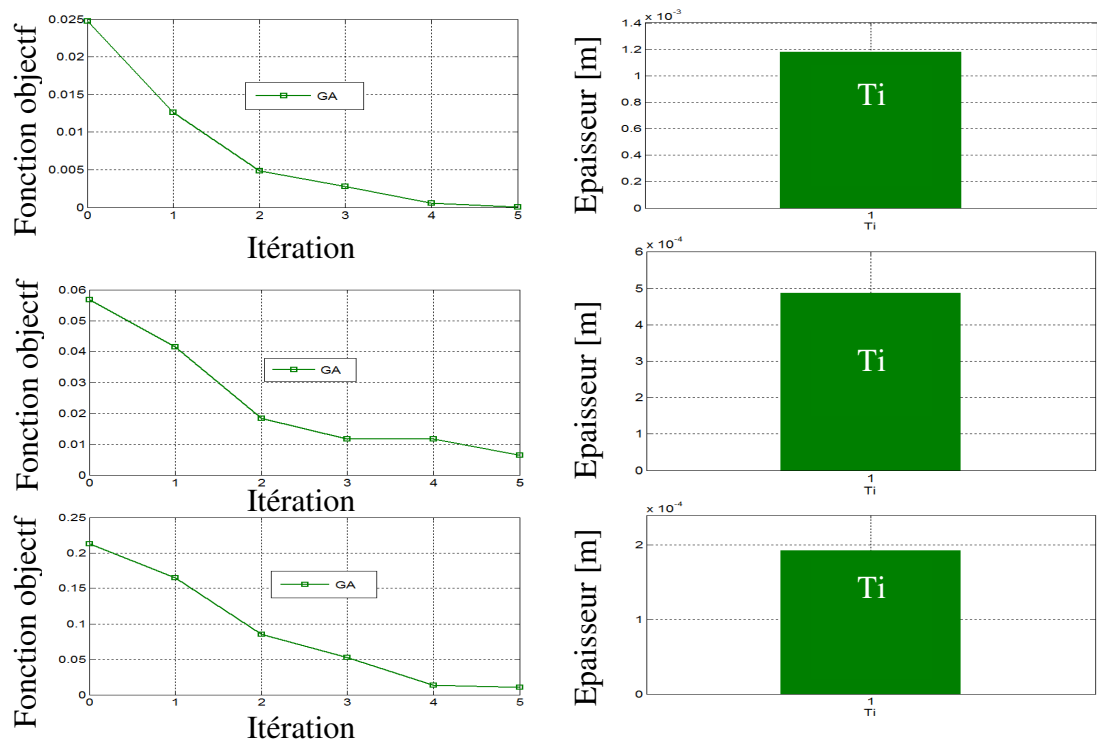


Figure IV-20 Epaisseur de revêtement correspondant au meilleur individu et Fonction objectif en fonction du nombre d'itération. fr = 10kHz

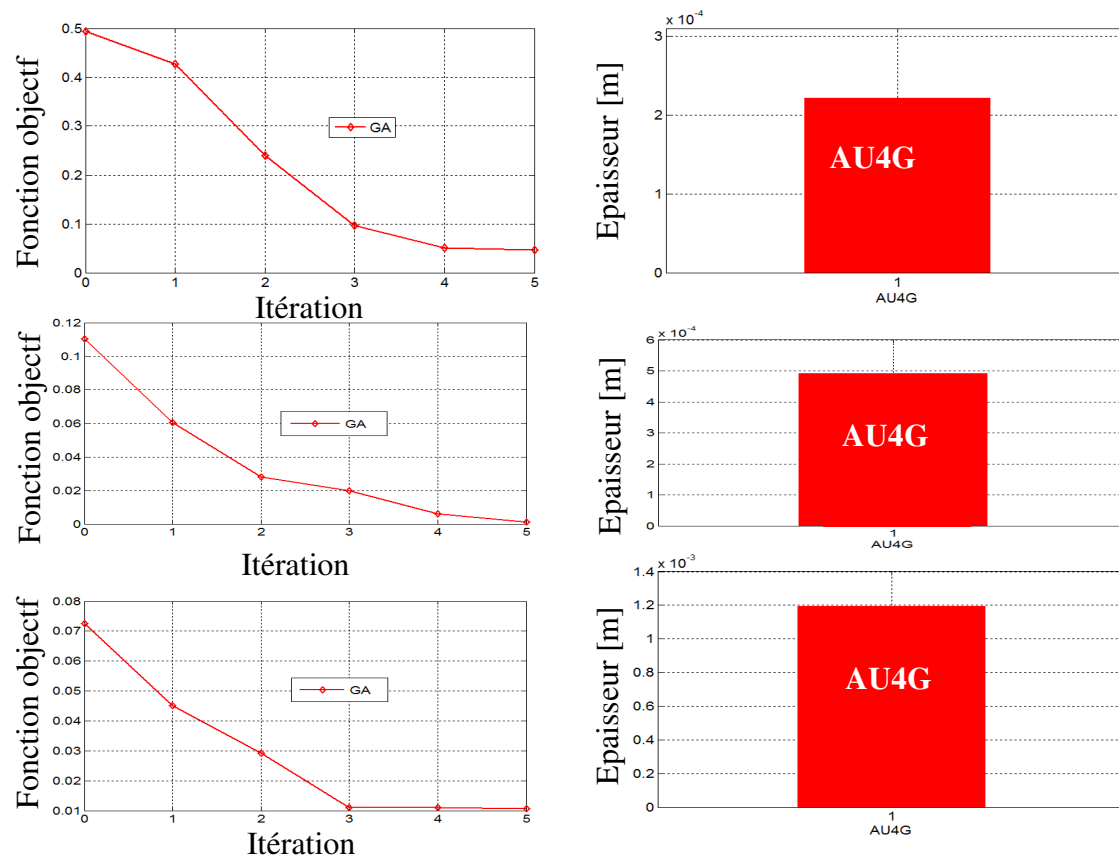


Figure IV-21 Epaisseur de revêtement correspondant au meilleur individu et Fonction objectif en fonction du nombre d'itération. fr = 10kHz

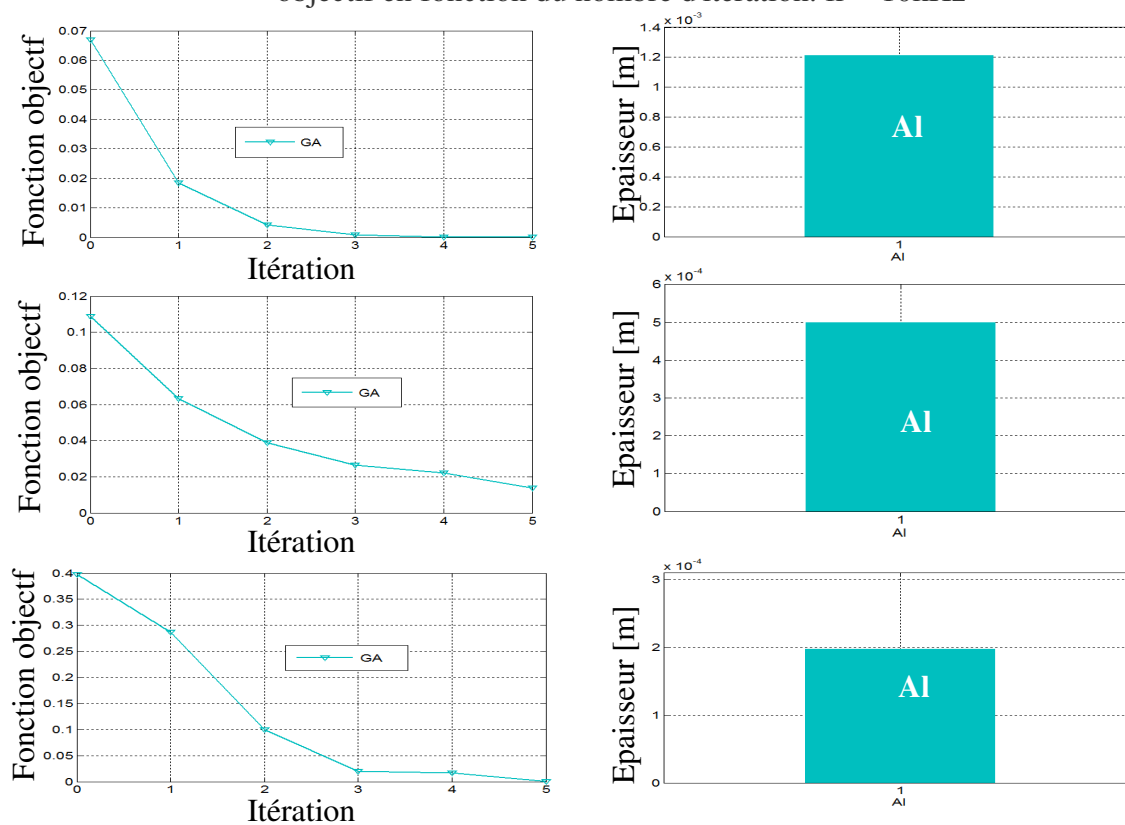


Figure IV-22 Epaisseur de revêtement correspondant au meilleur individu et Fonction objectif en fonction du nombre d'itération. fr = 10kHz

IV-11 Analyse des résultats

- Au cours de cette application, nous avons vu que les valeurs obtenues par la méthode proposée et l'algorithme génétique, sont très précises et plus proches des valeurs optimales, ce qui montre la robustesse de ces méthodes.
- Nous avons vu aussi, que la méthode de l'algorithme génétique est très coûteuse en temps de calcul en raison du nombre élevé d'évaluations de la fonction objectif à chaque itération de l'algorithme.
- D'autre part, pour atteindre une précision acceptable la taille de la population doit être augmentée, ce qui entraîne un temps de calcul important. De ce fait, la méthode proposée est plus privilégiée ; car elle est plus rapide et la performance de l'algorithme ne change pas lorsqu'on réinitialise le calcul ce qui n'est pas le cas pour la méthode stochastique des AG.

IV. 12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué une méthode déterministe et la méthode stochastique basée sur les AG pour l'évaluation non destructif de l'épaisseur de revêtement des matériaux utilisés en construction aéronautique. La méthode développée et implantée sous Matlab a montré sa rapidité et sa robustesse tout en faisant un choix judicieux des paramètres de configuration. Par conséquent, la mesure de l'épaisseur de revêtement peut être faite en temps réel.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, après avoir décrit et modéliser les phénomènes électromagnétiques régissant les systèmes de CND-CF, nous avons utilisé la méthode des éléments finis pour reproduire le comportement du dispositif de contrôle par courants de Foucault par une simulation numérique.

Ensuite, nous avons développé et implanté sous Matlab deux algorithmes permettant de mesurer l'épaisseur de revêtement des tôles en Al, AU4G, Inox304L et le Ti par la méthode des algorithmes génétiques et la méthode déterministe proposée. En se basant sur comparaison qualitative et quantitative la méthode proposée est la plus privilégiée et cela grâce à sa rapidité, sa précision et sa stabilité dans le cas d'un problème bidimensionnel ; d'où la possibilité d'appliquer cette méthode pour une mesure précise et en temps réel de l'épaisseur de revêtement.

En perspective, ces méthodes peuvent être exploitées pour plusieurs applications rencontrées en aéronautique tel que :

- Inspection des lignes de rivet
- Mesure de l'épaisseur et la conductivité des tôles.
- Détection et quantification des défauts enfouis dans l'une des couches.
- Caractérisation d'une zone de corrosion.

References bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] T.BOUCALA , ‘‘Modélisation Semi-Analytique des Courants de Foucault. Application au Contrôle Non Destructif par des Capteurs à Noyau de Ferrite’’. Mémoire de Magister, Université ElhadjLakhder de Batna, Algérie, 2008
- [2] T.BOUCALA, ‘‘Développement de méthode rapide pour la résolution des problèmes directes dans les systèmes de CND par courants de Foucault ’’. Thèse de Doctorat, UniversitéElhadjLakhder d de Batna , Algérie, 2013.
- [3] A.MESSAI , ‘‘Techniques de résolution de problèmes inverses, Application au Contrôle Non Destructif’’.Mémoire de magister, Université de Constantine, Algérie, 2007.
- [4]T.BOUCALA, ‘‘New contactless eddy current nondestructive methodology for electric conductivity’’.Journal of Non-destructive testing and Evaluation. Francis and Taylor, Issue 1. pp. 63-73.2015.
- [5]Y.LABBY.C.MAAMRI, ‘‘Etude de la Détection de Défauts de Rail par Courants de Foucault Non Destructifs’’ de Master, Université KasdiMerbah de Ouargla , Algérie , 2015.
- [6]Les alliages et Matériaux Compositesutilisés dans l'aéronautique,
<http://aeronautiques2.free.fr/Alliages.php>. 2017.

Résumé:

Dans ce mémoire, après avoir décrit et modéliser les phénomènes électromagnétiques régissant les systèmes de CND-CF, nous avons utilisé la méthode des éléments finis pour reproduire le comportement du dispositif de contrôle par courants de Foucault par une simulation numérique. Ensuite, nous avons développé et implanté sous Matlab deux algorithmes permettant de mesurer l'épaisseur de revêtement d'une tôle en Al, AU4G, Inox304L et le Ti par la méthode des algorithmes génétiques et la méthode déterministe proposée

Mots clés : *Courant de Foucault; algorithme génétique; aéronautique.*

الملخص :

في هذه المذكرة، بعد أن وصف ونمذجة الظواهر الكهرومغناطيسية التي تحكم أنظمة CND-CF ، استخدمنا طريقة العناصر المحددة لإنتاج جهاز تحكم السلوك باستخدام التيارات الدوامة التي محاكاة العددية. ثم قمنا بتطوير وتنفيذ في Matlab اثنين من خوارزميات لقياس سمك الطلاء ورقة من القاعدة، AU4G ، Inox304L وتي من خلال طريقة الخوارزميات الوراثة وأسلوب حتمية المقترحة

الكلمات الدالة : *التيارات الدوامة , الخوارزمية الجينية , الطيران*

Abstract:

In this memoir, after describing and modeling the electromagnetic phenomena governing the CND-CF systems, we used the finite element method to reproduce the behavior of the eddy current control device by numerical simulation. Then, we developed and implemented two algorithms under Matlab to measure the coating thickness of a sheet of Al, AU4G, Inox304L and Ti by the method of genetic algorithms and the proposed deterministic method

key words: *Eddy current; genetic algorithm; aeronautical.*