



Université Hadj Lakhdar de Batna



Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique

Thèse
Présentée en vue de l'obtention
du Diplôme de Doctorat en Sciences en :
Electrotechnique

Présentée par

BENHADDA Nabil

Magister en Electrotechnique (Option : Matériaux Electrotechniques)- Université de Batna
Ingénierat d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Modélisation et Etude pour la Réalisation d'un
Capteur à Courants de Foucault en Mode
Différentiel pour le Contrôle non Destructif (CND)

Thèse soutenue le : 16 /05/2015 devant le jury :

Mr. AZOUI Boubaker	Prof.	Université de Batna	Président
Mr. GUETTAFI Amor	Prof.	Université de Batna	Rapporteur
Mr. BENOUDJIT Azeddine	Prof.	Université d'El-Baha	Co-Rapporteur
Mr. BOUKEZZI Larbi	Prof.	Université de Djelfa	Examineur
Mr. BENAKCHA Abdelhamid	M.C. (A)	Université de Biskra	Examineur
Mr. SRAIRI Kamel	Prof.	Université de Biskra	Examineur
Mr. ABDELHADI Bachir	Prof	Université de Batna	Examineur



Dédicaces

Je tiens à dédier ce travail à :

Mon cher père et ma cher mère, que dieu les gardent

Ma femme pour son soutien, sa patience et son aide pour me faciliter la tâche durant toute cette période ;

Mes petits enfants, Sedjid et Abdelmoumene, que Dieu les gardent et les orientent sur le bon chemin ;

Mes frères, Samir, Sabre, Said, Naim, Amine ;

Mes sœurs et leurs enfants ;

À Smail et sa petite famille, Zinou, Zohir et ses sœurs

et à toute ma famille

NABIL

Remerciements

Je tiens profondément à remercier Dieu de nous avoir éclairci le chemin du savoir, de patience et santé. J'ai eu la chance d'évoluer parmi des personnes qui m'ont toujours assuré de leur soutien.

*J'exprime ma sincère gratitude à **mes parents** et **ma femme** qui m'ont soutenu par tous les moyens afin que je puisse réussir dans mes études. Surtout, par leurs encouragements qui m'animent de volonté.*

*Je tiens à remercier très sincèrement :
La première personne est mon directeur de thèse **Prof. Amor GUETTAFI**, Directeur du laboratoire de recherche des systèmes de traction électrique (LSTE-Batna) à l'Université de Batna qui, sereinement, m'a orienté, corrigé, conseillé durant ce projet. Sa rigueur a été capitale dans l'atteinte des objectifs de ma thèse.*

*De même, je remercie mon co-encadreur **Prof. Azeddine BENOUDJIT** pour son honnêteté et ses orientations ainsi que ses critiques et ses remarques fondées et objectives.*

*J'exprime ma sincère gratitude à Monsieur **Bachir ABDELHADI**, Professeur à l'Université de Batna qui, sereinement, m'a orienté, corrigé et conseillé durant ce projet.*

*De même, je remercie mon cher ami **Tarek BOUCHALA**, Maitre de Conférences à l'Université d'Ouargla pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée. Ses éclaircissements ont été d'un grand secours.*

*Je tiens également à adresser mes remerciements à Monsieur **Boubaker AZOUI**, Professeur à l'Université de Batna pour avoir accepté de présider le jury de soutenance. Je tiens également à adresser mes remerciements à Monsieur **Kamel SRAIRI**, Professeur à l'Université de Biskra, Mr **Abdelhamid BENAKCHA** Maitre de Conférences à l'université de Biskra et à Mr **Larbi BOUKEZZI** Maitre de Conférences à l'Université de Djelfa et Mr **Bachir ABDELHADI**, Professeur à l'Université de Batna de m'avoir fait l'honneur en acceptant de participer au jury.*

Je suis aussi redevable à tous les enseignants et personnel administratif du Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna, qui ont instauré un environnement d'entraide et de soutien tant au plan scientifique qu'au plan humain.

Une pensée particulière est dédiée à Mr Abdou, Djalel , Khalifa, HESEK , LAHRACHE, Rabie et Yacine ABADOU pour leurs soutient et collaborations étroites sans oublier tous les responsables de l'Université de Djelfa,

Je ne saurais terminer ces remerciements sans mentionner tous mes amis et surtout ceux de l'Université de Djelfa et de l'Université Hadj Lakhdar de Batna.

Résumé -

La détection et la caractérisation d'un défaut est l'un des problèmes les plus rencontrés dans la plus part des secteurs industriels, aéronautique et nucléaire, car ces derniers se sont trouvés devant l'obligation de se doter de techniques les plus avancées pour se renseigner des caractéristiques physiques et géométriques des différents matériaux. Pour choisir la technique la mieux adaptée à une application, un certain nombre de critères peut être pris en compte tels que la facilité de mise en œuvre de la technique et son faible coût. Parmi ces techniques de CND, celle des courants de Foucault (CF) est largement utilisée industriellement en raison principalement de son caractère non polluant. Elle est très sensible aux défauts de type «fissures» situés à la surface ou à l'intérieur de la structure inspectée. A cet égard, nous avons proposé d'étudier et de résoudre un problème de CND par la technique des CF. Le développement de modèles mathématiques décrivant ces systèmes permet, à travers des simulations numériques, à la fois de comprendre les résultats expérimentaux et de concevoir des systèmes plus performants. Pour ce développement, la méthode des éléments finis a été exploitée dans ce travail pour générer un tel modèle mathématique dont l'objectif est de simuler l'interaction capteur pièce à tester. Ce travail comprend un aperçu général sur les différentes techniques de CND ainsi que les différentes méthodes de résolution des problèmes directs et inverses des systèmes (CND-CF). Il est suivi par une étude comparative entre un défaut de type manque de matière et un défaut conducteur de conductivité finis telles que micro soudure, brulure..., ainsi qu'une illustration de l'influence de l'effet de quelques caractéristiques du défaut conducteur tel que l'effet de la conductivité. A la fin, un modèle inverse a été élaboré en utilisant les réseaux de neurones artificiels RNA afin de reconstituer la géométrie d'un défaut à partir des données obtenues à travers le problème direct élaboré dans la première partie.

Mots clés : Contrôle non Destructif, Eléments Finis, Capteur Différentiel, Courants de Foucault, Problème Direct, Problème Inverse, Réseaux de Neurones Artificiels.

Abstract -

The detection and characterization of a defect is one of the problems most frequently encountered in numerous industrial sectors, aerospace and nuclear, because they were faced with the obligation to acquire the most advanced techniques for obtaining information of the physical and geometric characteristics of the different materials. In order to choose the best technique suited for an application, a number of criteria can be taken into account such as the ease of implementation of the technique and its low cost. Among these NDT techniques, the eddy currents (EC) one is the most commonly used industrially because of its environmental friendliness. It is very sensitive to defects such as "cracks" being on the surface or inside the inspected structure. In this respect, we have proposed to study and resolve a NDT problem using the EC method. The development of mathematical models describing these systems allows, through numerical simulations, to understand both the experimental results and to design more efficient systems. For this development, the finite element method will be exploited in the present work to build such a mathematical model that serves to simulate the interaction between the sensor and the tested piece. This work comprises a survey of various NDT techniques as well as the different methods of solving direct and inverse problems of EC-NDT systems. Afterwards, a comparative study between a defect with lack of material and a conductor defect with finished conductivity such as micro welding, burning ... , as well as an illustration of the impact of the effect of some characteristics of the conductor defect such as the effect of the conductivity. At the end, an inverse model has been elaborated using the artificial neural networks (ANN) so as to reconstitute the defect geometry from the data obtained through the direct problem developed in the first part.

Keywords: Non Destructive Testing, finite Elements, Differential Sensor, Eddy Current, inverse & direct,

ملخص-

يعتبر الكشف وتوصيف خطأ واحدة من المشاكل الأكثر شيوعاً في معظم النظم الصناعية والفضائية وكذا نظم الطاقة النووية لأن هذه النظم أصبحت ملزمة باكتساب أكثر التقنيات تطوراً للحصول على معلومات عن الخصائص الفيزيائية والهندسية لمختلف المواد. لاختيار التقنية الأنسب لتطبيق ما، عدد من المعايير التي يمكن أن تؤخذ بعين الاعتبار كسهولة تنفيذ هذه التقنية وانخفاض تكلفتها. من بين العديد من تقنيات CND، طريقة تيارات فوكو CF هي الأكثر انتشاراً صناعياً لأنها في المقام الأول غير ملوثة للبيئة. وهذه الطريقة حساسة جداً مثل هذه العيوب "الشفوق" السطحية أو داخل الهيكل المعايير. في هذا الشأن، اقترحنا دراسة وحل إشكالية CND باستخدام طريقة CF. تطرقنا بإسهاب في تفاصيل هذه التقنية بتطوير النماذج الرياضية التي تصف هذه الأنظمة وتسمح بالمحاكاة العددية لفهم كل من النتائج التجريبية وتصميم أنظمة أكثر كفاءة. لتطوير هذه التقنية، استعملت طريقة العناصر المحددة لبناء مثل هذا النموذج الرياضي لغرض محاكاة استشعار التفاعل بين الملتقط والقطعة المختبرة. هذا العمل يشمل لمحة عامة حول مختلف تقنيات CND ومختلف الطرق لحل المشاكل المباشرة والعكسية للنظم CND-CF. وأتبع هذا العمل بدراسة مقارنة بين الشق الفارغ والناقل للكهرباء مثل لحام صغير، حريق، ... وإضافة لذلك توضيح تأثير بعض خصائص الشق الناقل للكهرباء مثل تأثير الناقلية. وفي الأخير، تم وضع نموذج عكسي باستخدام الشبكات العصبية (RNA) الذي يهدف إلى إعادة تشكيل هندسة الشق الفارغ، وقد تم الحصول على المعطيات من خلال النموذج المباشر الذي وضع في الفصل الثالث.

كلمات مفاتيح: الاختبارات غير المتلفة، عناصر محدودة، الملتقط التفاضلي، الشبكات العصبية الاصطناعية، تيارات فوكو .

Table des Matières

Résumé	i
Abstract	ii
Notations et Symboles	iii
Abréviations	v
Tableaux et Figures.....	vi
Introduction Générale.....	1

Chapitre Un

Généralités sur les Techniques de Contrôle non Destructif (CND)

1.1 Introduction.....	3
1.2 Techniques de CND	3
1.2.1 Examen visuel.....	4
1.2.2 Ressuage.....	4
1.2.3 Magnétoscopie.....	5
1.2.4 Thermographie.....	6
1.2.5 Radiographie.....	6
1.2.6 Ultrasons.....	7
1.2.7 contrôle d'étanchéité.....	8
1.2.8 Principe physique de CND-CF.....	8
1.3 Effet de peau.....	10
1.4 Avantages du contrôle par courants de Foucault.....	13
1.5 Capteurs.....	13
1.5. 1 Types de bobines.....	13
1.5.1.1 Bobines classiques.....	13
1.5.1.2 Bobine encerclente.....	14
1.5.1.3 Bobines gravées.....	14
1.6 Différentes topologies de capteurs à courants de Foucault.....	15
1.6.1 Émetteurs et récepteurs.....	15
1.6.2 Capteur à double fonction.....	15
1.6.3 Capteur à fonctions séparées.....	16
1.7 Capteurs magnétiques comme système de réception.....	16
1.7.1 Capteurs à effet Hall.....	16
1.7.2 Magnéto Impédance Géant.....	17
1.7.3 Magnéto Résistance Géant (GMR)	18
1.7.4 Multicapteurs inductif.....	18
1.7.5 Exemple de récepteur multiéléments.....	19

1.7.6 Sonde interne.....	20
1.7.7 Sonde ponctuelle.....	20
1.7.8 Bobine plate.....	20
1.7.9 Capteur absolu.....	21
1.7.10 Capteur Différentiel.....	21
1.8 Différents types de défauts.....	21
1.8.1 Défauts surfaciques.....	21
1.8.1. a Défauts ponctuel.....	22
1.8.1. b défauts internes.....	22
1.9. Mode d'excitation en CND par CF.....	22
1.9.1 Excitation mono-fréquence.....	22
1.9.2 Excitation multifréquence.....	23
1.9.3 Excitation impulsionnelle.....	23
1.10 Diagramme d'impédance.....	23
1.11 Conclusion.....	24

Chapitre Deux

Méthodes de Résolution des Problèmes Electromagnétiques de Systèmes CND-CF

2.1 Introduction.....	25
2.2 Synoptique d'un système d'évaluation non destructif.....	25
2.3 Modélisation électromagnétiques.....	26
2.4 Courants de Foucault à travers les équations de Maxwell.....	27
2.4.1 Mise en équations.....	27
2.4.2 Conditions aux limites.....	28
2.4.3 Conditions de continuité.....	28
2.4.4 Hypothèses simplificatrices.....	29
2.5 Formulation électromagnétique.....	30
2.5.1 Formulations basées sur le champ électrique E.....	31
2.5.2 Formulation en A-V.....	31
2.5.3 Formulation en H.....	31
2.5.4 Formulation en potentiels vecteur électrique et scalaire magnétique T- Φ	32
2.5.5 Comparaison entre les formulations.....	32
2.6 Méthodes de résolution.....	32
2.6.1 Méthodes Analytiques.....	32
2.6.2 Méthode de différence finis.....	36
2.6.3 Méthode des éléments de frontières.....	37
2.6.4 Méthode des intégrales de frontières (MIF).....	37

2.6.5	Méthode des circuits couplés.....	37
2.6.6	Méthode des volumes finis	38
2.6.7	Méthode des éléments finis	39
2.6.7.1	Principe de la méthode des éléments finis.....	39
2.6.7.2	Formulation variationnelle.....	40
2.6.7.3	Méthode des résidus pondérés.....	40
2.6.7.4	Maillage éléments finis.....	42
2.7	Outils pour la Résolution des Problèmes inverses CND-CF	42
2.7.1	Réseaux de neurones	43
2.7.2	Algorithmes Génétiques	43
2.7.2.1	Reproduction.....	44
2.7.2.2	Croisement.....	44
2.7.2.3	Mutation.....	44
2.7.3.4	Avantages des algorithmes génétiques.....	44
2.8	Evaluation scientifiques de cette technique dans le domaine de CND-CF.....	45
2.9	Conclusion	45

Chapitre Trois

Etude de l'Influence des Caractéristiques d'un Défaut Conducteur sur le Signal d'un Capteur à Courants de Foucault en Mode Différentiel

3.1	Introduction.....	46
3.2	Modèle géométrique et description	48
3.2.1	Modèle géométrique	47
3.3	Modèle magnétodynamique	48
3.3.1	Equation dans la cible	48
3.3.2	Equation dans le capteur.....	49
3.3.3	Equation dans l'air	49
3.3.4	Equation dans le défaut conducteur	49
3.4	Etapes de résolutions du système magnétodynamique par MEF.....	49
3.5	Calcul de l'impédance	51
3.5.1	Calcul de l'impédance à travers des énergies Wem et des pertes joules	51
3.5.2	Calcul de l'énergie électromagnétique de la bobine	51
3.6	Résultats de simulation.....	53
3.6.1	Evaluation de ΔZ pour un défaut vide $\sigma=0$ et défaut conducteur pour une profondeur 1.5mm, à une fréquence 100Khz	53
3.6.2	Effet des dimensions de la fissure sur le signal CF.....	55
3.6.3	Effet de la profondeur du défaut conducteur pour $F=100\text{kHz}$, $F=240\text{kHz}$, $F=500\text{kHz}$	56
3.6.4	Effet de la longueur de défaut conducteur.....	58

3.6.5 Effet de la conductivité électrique.....	60
3.7 Interprétation des résultats obtenus.....	62
3.7.1 L'effet de la profondeur.....	62
3.7.2 L'effet de la longueur de défaut.....	62
3.7.3 L'effet de la conductivité électrique.....	62
3.8 Conclusion	64

Chapitre Quatre

Caractérisation Géométrique d'un Défaut Axisymétrique par Réseau de Neurones

4.1 Introduction	65
4.2 Historique sur les réseaux de neurones	66
4.3 Du neurone biologique au neurone artificiel	67
4.4 Composition d'un réseau de neurones MLP	69
4.5 Fonction d'activation	70
4.6 Conception d'un réseau de neurone.	71
4.6.1 Détermination des entrées/ sorties du réseau de neurones.....	71
4.6.2 Choix et préparation des échantillons.....	71
4.6.3 Elaboration de la structure du réseau.	71
4.7 Apprentissage d'un réseau de neurones	72
4.7.1 Type d'apprentissage	73
4.7.1.1 Apprentissage supervisé	73
4.7.1.2 Apprentissage non supervisé	73
4.8 Architecture des réseaux de neurones	74
4.8.1 Réseau de neurones non bouclé	74
4.8.2 Réseau de neurones bouclé	74
4.9 Choix de la structure des réseaux de neurones	75
4.10 Validation et tests.....	75
4.11 Applications.....	77
4.11.1 Topologie de la création de la base de données	77
4.11.2 Estimation de la profondeur.....	78
4.11.3 Estimation de la longueur.....	81
4.12 Conclusion	86
Conclusion Générale.....	87
Références Bibliographiques.....	89

Tableaux et Figures

Chapitre Un

Figure 1.1. Principe du contrôle Visuel.....	04
Figure 1.2. Principe du contrôle par Ressuage.....	05
Figure 1.3. Principe du contrôle par Magnétoscopie.....	05
Figure 1.4. Principe du contrôle par Thermographie.....	06
Figure 1.5. Principe du contrôle par Radiographie.....	07
Figure 1.6. Principe du contrôle par Ultrason.....	07
Figure 1.7. Principe de génération des courants de Foucault en absence de défaut.....	09
Figure 1.8. Principe de CND par courants de Foucault en présence de défaut.....	09
Figure 1.9. a) Densité des courants induit et profondeur de pénétration.....	10
Figure 1.9. b) Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence.....	11
Tableau 1.1. Profondeurs conventionnelles de pénétration.....	11
Tableau 1.2. Caractéristiques de différentes techniques de CND.....	12
Figure 1.10. Bobine construite par l'enroulement d'un fil en cuivre.....	14
Figure 1.11. Création des courants induits par une bobine encerclante.....	14
Figure 1.12. Etapes de réaliser des bobines micro moulées.....	14
Figure 1.13. Capteur à double fonction.....	15
Figure 1.14. Capteur à fonction séparées.....	16
Figure 1.15. Principe d'un capteur à effet Hall.....	17
Figure 1.16. Courbe d'aimantation.....	17
Figure 1.17. Multicapteurs inductif.....	19
Figure 1.18. Illustration de la matrice de récepteurs dédiés à l'imagerie du champ.....	19
Figure 1.19. Exemple de la cartographie de la composante de champ radial généré par la déviation. des.	19
Figure 1.20. Bobine interne avec noyau.....	20
Figure 1.21. Bobine plate avec ferrite.....	20
Figure 1.22. Bobine plate sans ferrite.....	21
Figure 1.23. Diagramme d'impédance.....	24

Chapitre Deux

Figure 2.1. Schéma synoptique de CND par CF.....	26
Figure 2.2 Schéma de principe pour un modèle électromagnétique.....	27
Figure 2.3. Interface entre deux milieux différents.....	29
Tableau 2.1 Comparaison entre les formulations les plus populaires dans le CND-CF.....	32

Figure 2.4. Géométrie traitée par Dodd et al	33
Figure 2.5. Géométrie de la spire au dessus d'une plaque.....	34
Figure 2.6. Maillage par les différences finies.....	36
Figure 2.7. Domaine d'étude D_p pour différence finis.....	38
Figure 2.8. Maillage éléments finis.....	42

Chapitre Trois

Figure 3.1. Représentation de la géométrie du capteur différentiel en 2D et 3D.....	48
Figure 3.2. Organigramme du programme établi.....	52
Figure 3.3. Evaluation de l'amplitude de l'impédance du capteur pour une fréquence de 100 kHz deux défauts manque de matière et défaut conducteur.....	54
Figure 3.4. Evaluation de la résistance et la réactance du capteur en fonction de déplacement pour une fréquence de 100kHz pour un défaut manque de matière et un défaut conducteur.....	56
Figure 3.5. Evaluation de la résistance et la réactance du capteur pour une fréquence de 100kHz pour un défaut manque de matière et un défaut conducteur.....	56
Figure 3.6. Evaluation de l'impédance du capteur pour la variation de la profondeur de défaut, A) F=100kHz, B) F=240kHz et C) F=500kHz.....	57
Figure 3.7. Signature du défaut pour trois profondeurs D_d , A) F=100kHz, B) F=240kHz et C) F=500kHz.....	57
Figure 3.8. Evaluation de l'impédance du capteur pour la variation de la largeur de défaut A) F=100kHz, B) F=240kHz et C) F=500kHz	58
Figure 3.9. Signature du défaut pour trois largeurs L_d . pour trois Fréquences F=100kHz, F=240kHz F=500kHz.....	59
Figure 3.10. Evaluation de l'impédance du capteur pour la variation de la conductivité de défaut pour F=100kHz, F=240kHz et 500kHz.....	60
Figure 3.12. Distribution du potentiel vecteur pour trois variations de la conductivité du défaut conducteur	63
Figure 3.13. Distribution de la densité des courants induits pour trois valeurs de la conductivité du défaut conducteur.....	63

Chapitre Quatre

Figure 4.1. Problème direct et inverse.....	66
Figure 4.2. Neurone biologique.....	67
Figure 4.3. Un neurone avec son arborisation dendritique.....	67
Figure 4.4. Structure du neurone artificiel avec une seule couche cachée.....	68
Figure 4.5. Réseau de neurone MLP avec deux couches cachées.....	69
Figure 4.6 Principales fonctions d'activation utilisées par les neurones formels.....	70

Figure 4.7. Apprentissage supervisé	73
Figure 4.8 Apprentissage non supervisé	73
Figure 4.9. Réseau non bouclé à connexions totales.....	74
Figure 4.10 Réseau non bouclé à connexion partielle.....	74
Figure 4.11. Structure d'un réseau de neurones dont les connexions sont récurrentes (bouclées).....	75
Figure 4.12. Organigramme de l'entraînement d'un réseau de neurones.....	76
Figure 4.13. Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur Pour différents profondeurs.....	77
Figure 4.14. Problème inverse par RN avec deux entrées et une seule sortie.....	78
Figure 4.15. Fonction coût (EQM) en fonction du nombre d'itérations.....	78
Figure 4.16. Evaluation d'une seule profondeur du défaut en fonction de l'amplitude de l'impédance.....	79
Figure 4.17. Evaluation de trois profondeurs du défaut en fonction de l'amplitude de l'impédance	79
Figure 4.18. Evaluation de cinq profondeurs du défaut en fonction l'amplitude de l'impédance.....	79
Figure 4.19. Fonction coût (EQM) en fonction du nombre d'itérations.....	80
Figure 4.20. Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différents largeurs.....	80
Figure 4.21. Problème inverse par RN deux entrées une seule sortie.....	81
Figure 4.22. Evaluation de cinq largeurs du défaut en fonction de l'amplitude de l'impédance.....	82
Figure 4.23. Fonction coût (EQM) en fonction du nombre d'itérations.....	82
Figure 4.24. Variation de la largeur du défaut en fonction de la position du capteur	83
Figure 4.25. Problème inverse par RN deux entrées et deux sorties.....	83
Figure 4.26. Profondeurs réelles et estimées par RNA.....	84
Figure 4.27. Largeurs réelles et estimées par RNA.....	84
Figure 4.28. Fonction coût (EQM) en fonction du nombre d'itérations.....	85
Figure 4.29. Profil du défaut obtenu par éléments finis et celui par RNA.....	85
Figure 4.30. Profil du défaut obtenu par éléments finis et par RN pour 5 cas profondeurs et largeurs.....	86

Notations et Symboles

ε_0 :	Permittivité électrique du vide.
ε_r :	Permittivité électrique relative.
ε :	Permittivité électrique absolue.
θ :	Axe angulaire en coordonnées cylindriques.
σ :	Conductivité électrique.
ρ :	Densité de charges électriques volumiques.
Ω :	Domaine d'étude.
δ :	Épaisseur de peau.
ϕ :	Flux de l'induction magnétique.
ε :	Force électromotrice.
Γ :	Frontière.
μ :	Perméabilité magnétique absolue.
φ :	Phase.
σ_p :	Conductivité électrique de la pièce.
μ_0 :	Perméabilité magnétique du vide.
σ_d :	Conductivité électrique de la cible.
μ_r :	Perméabilité magnétique relative.
ΔR :	Variation de la résistance.
ΔX :	Variation de la réactance.
ΔZ :	Variation de l'impédance.
A :	Amplitude.
\vec{A} :	Potentiel magnétique vecteur.
\vec{B} :	Induction magnétique.
\vec{D} :	Induction électrique.
\vec{E} :	Champ électrique.
\vec{e}_θ :	Vecteur angulaire unitaire.
F :	Fréquence.
\vec{H} :	Champ magnétique.
D_d :	Profondeur du défaut.
L_d :	Longueur du défaut.
I :	Intensité de courant électrique.
J_s :	Densité de courants surfaciques.
\vec{n} :	Vecteur normale à la surface.
N :	Nombre d'éléments total.
r :	Axe radial en coordonnées cylindriques.
R :	Résistance

R_n	Résistance normalisée.
S	Surface.
t	Variable temporaire.
U	Tension aux bornes du capteur.
V	Potentiel électrique scalaire.
w	Pulsation.
x	Axe des abscisses en coordonnées cartésiennes.
X	Réactance.
z	Axe vertical en coordonnées cylindriques.
Z	Impédance.
RNA	Réseau de neurone Artificielle.
w	Poids.
MLP	Multi layer perception.
EQM	Erreur quadratique Moyenne.
w_{ij}	Valeur du poids synaptique.
b	biais.
n	nombre de neurones d'une même couche.
D_d	Profondeur du défaut.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le contrôle non destructif par courants de Foucault pour la détection de défaut de type fissuration est une problématique rencontrée fréquemment dans de nombreux domaines industriels tels que l'aéronautique, avec par exemple des fissures de fatigue, ou l'industrie du nucléaire, avec des défauts dus à des phénomènes de corrosion sous contrainte. La complexité de forme et la faible ouverture de ce type de défauts rendent les études de ces configurations de contrôle très difficile.

Les exigences au niveau de la qualité des produits et en matière de sécurité deviennent de plus en plus contraignantes dans l'activité industrielle. Au niveau de la production, il faut dimensionner les pièces au plus juste tout en garantissant leur durée de vie, [1]. Durant l'exploitation du produit, le maintien en état de marche dans de bonnes conditions de sécurité nécessite une bonne connaissance de l'évolution de celui-ci. Cette connaissance permettra en particulier de programmer les opérations de maintenance, voir de réparations, en entravant le moins possible la production. De plus, en évitant l'apparition de défauts trop importants, la durée de vie du produit va augmenter. Ceci justifie l'importance croissante que prend le contrôle non destructif (CND), [2].

Les méthodes de CND sont utilisées soit pour évaluer des grandeurs caractéristiques du produit (épaisseur, conductivité. . .), [3], [4] soit pour déceler la présence de défauts et les caractériser, [5]. Parmi les méthodes les plus utilisées, on peut citer les ultrasons, les méthodes utilisant des rayonnements ionisants (radioscopie) et les méthodes électromagnétiques (magnétoscopie, courants de Foucault...), [7-10], Le choix d'une méthode dépend d'un grand nombre de facteurs tels que la nature des matériaux constituant les pièces à contrôler, la nature de l'information recherchée (défaut débouchant ou enfoui . . .), les conditions de mise en œuvre,

La conception de nouvelles configurations et l'optimisation de ces nouveaux dispositifs de CND par courants de Foucault demande une modélisation fine des phénomènes physiques mis en jeu tant au sein de l'échantillon étudié qu'à sa surface. La simulation du CND permet ainsi de répondre aux exigences industrielles croissantes en intervenant lors des phases de conception, de qualification et d'utilisation d'une méthode de CND, [8].

La simulation par éléments finis des systèmes de CND-CF est l'une des plus couramment utilisée, elle fournit des résultats reproductibles et proches des conditions expérimentales, [].

Dans ce présent travail, une attention particulière est attachée à la détection des défauts, et plus particulièrement au défaut conducteur. On cite à titre d'exemple : les petites inclusions, petites brulures et microsoudures, graisses....etc.

D'autre part, même si le défaut apparaît avec une perte de matière, de plus en plus des matériaux polluants peuvent se déposer dans l'endroit affecté. En effet, le volume du défaut initial sera complètement ou partiellement rempli par ces matériaux polluants conducteurs qui peuvent être le siège de courants induits. Si ce phénomène n'est pas pris en considération dans la modélisation de ces systèmes de CND-CF, il va conduire à un écart significatif entre les résultats expérimentaux et théoriques, [27], [28]. Une autre attention sera réservée aux problèmes inverses, et plus particulièrement aux applications des réseaux de neurones pour l'estimation de la profondeur et la longueur d'un défaut, l'étude des problèmes inverses devient aujourd'hui un moyen efficace dans le domaine de CND-CF, à cause de la forte demande des industriels ainsi que les chercheurs théoriciens et praticiens à la connaissance de la géométrie et ainsi que la forme des défauts dans la plus part des domaines industriels, [27], [28].

Pour ce faire, le travail de cette thèse est structuré principalement en quatre chapitres dont :

- Le premier chapitre sera dédié à une présentation des différentes techniques de contrôle non destructif, leurs avantages et inconvénients, où la technique des courants de Foucault sera utilisée à cause de sa simplicité et de son coût réduit, ainsi qu'un aperçu sur les différents capteurs utilisés. Il englobera aussi une présentation de diagramme d'impédance normalisé.
- Le deuxième chapitre sera réservé aux différentes méthodes de résolution (analytiques, semi-analytiques et numériques) des problèmes directs du contrôle non destructif par exploitation de la méthode des éléments finis.
- Le troisième chapitre présentera une première étude évoquant une comparaison entre un défaut apparu comme manque de matière et un défaut conducteur et une deuxième étude montrant l'influence de quelques paramètres géométriques et physiques sur le signal (amplitude et phase du capteur différentiel).
- Le dernier chapitre sera consacré à l'étude d'un problème inverse pour la caractérisation géométrique d'un défaut axisymétrique formé par perte de matière utilisant les réseaux de neurone.
- Une conclusion générale résumera le travail accompli et présentera les perspectives à envisager pour la continuation du présent travail ainsi que les difficultés rencontrées.

Chapitre Un

GENERALITES SUR LES TECHNIQUES DE CONTROLE NON DESTRUCTIF (CND)

GENERALITES SUR LES TECHNIQUES DE CONTROLE NON DESTRUCTIF (CND)

1.1 Introduction

Le contrôle non destructif (CND) par Courants de Foucault (CF) des défauts de type fissures est d'un grand intérêt dans de nombreux secteurs industriels tels que aéronautique, la générateur de vapeur et l'aérospatial. L'utilisation d'outils de modélisation adaptés permet d'améliorer les procédés de contrôle et la compréhension des données expérimentales observées.

Selon la nature du matériau à tester et du phénomène physique mis en jeu, plusieurs techniques sont utilisées. Parmi ces méthodes, on s'intéressera à celle qui est basée sur le phénomène des courants de Foucault. Cette technique permet d'inspecter la surface d'un objet en matériau conducteur et la zone qu'elle enveloppe. En effet, elle est basée sur le phénomène de l'induction électromagnétique.

Les courants de Foucault servent alors de sondes. Dès qu'ils rencontrent une fissure, une inhomogénéité ou un changement de géométrie, ils changent leurs trajectoires et leurs amplitudes. Leur comportement est alors très riche en information sur la structure interne de l'objet à contrôler. On n'a pas besoin de détruire l'objet, mais simplement le balayer avec un champ magnétique variable, [1].

Dans ce chapitre nous décrirons les différentes techniques de Contrôle Non Destructif (CND) ainsi que leurs avantages et inconvénients, les différentes topologies des capteurs à courants de Foucault. Ensuite, on présentera les diverses natures des défauts existants et leurs traitements dans le domaine de CND et enfin le diagramme d'impédance normalisé.

1.2 Techniques de CND

La diversité des pièces à inspecter, leurs géométries, leurs matériaux et les conditions d'inspection interdit à une méthode de CND d'être universelle, [2]. Un certain nombre de techniques existe et chacune présente certains avantages et inconvénients. On ne vise pas ici d'établir une liste exhaustive des techniques utilisées dans le domaine du CND, mais de donner un aperçu global des techniques les plus répandues industriellement, [3].

Dans ce qui suit, nous allons mettre en exergue quelques techniques de CND conventionnelles et rappeler leurs principales caractéristiques. Les techniques de CND utilisées sont diverses citons: l'examen visuel, le Ressuage, la Magnétoscopie, la Radiographie, les Ultrasons, la Thermographie, les courants de Foucault, ... Ces techniques dépendent de la nature même du contrôle envisagé. Elles exploitent des phénomènes différents et sont le plus souvent complémentaires. Le choix d'une méthode dépend de la pièce à contrôler (nature du matériau, forme, ...), du type de contrôle à effectuer (détection de défauts, mesure d'épaisseur, ...) et des

conditions dans lesquelles le contrôle doit être effectué. Pour la plupart de ces méthodes, les moyens d'acquisition ont été automatisés, permettant ainsi le stockage et le traitement numérique d'un très grand nombre de données, [4]. Cette section sera consacrée à la présentation des principales méthodes de CND et plus particulièrement celle basée sur les courants de Foucault qui constituera l'objet de cette étude.

1.2.1 Examen visuel

Le contrôle visuel est le plus ancien des contrôles non destructifs. C'est la méthode la plus utilisée, car la plus économique à mettre en œuvre. Elle nécessite uniquement les "bons yeux" d'un opérateur ; la Figure (1.1) montre le principe de contrôle visuel, [5],[6].

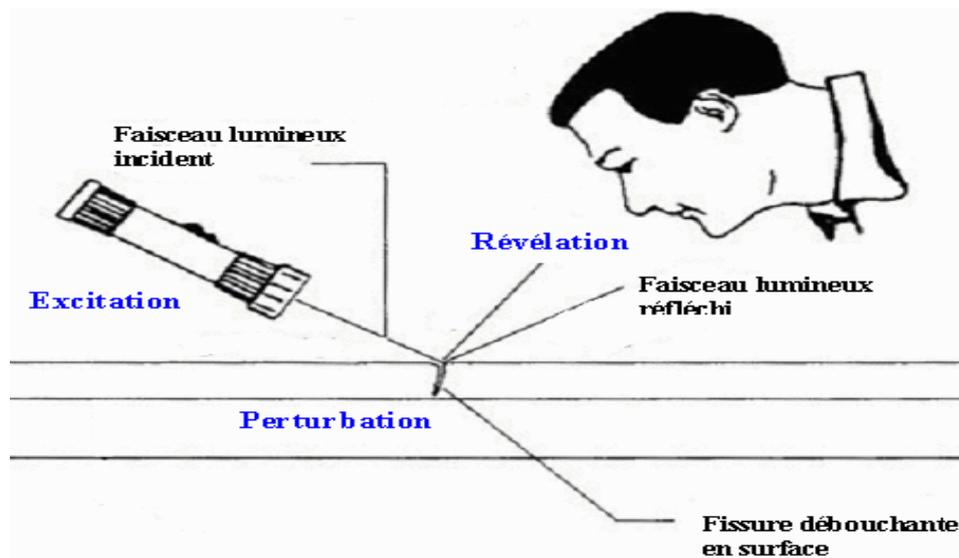


Fig. 1.1 Principe de contrôle visuel

1.2.2 Ressuage

Le contrôle par ressuage est utilisé pour détecter les défauts qui débouchent à la surface d'une pièce. Il consiste tout d'abord à nettoyer et à sécher la pièce à inspecter puis à appliquer sur sa surface un liquide coloré ou fluorescent, qui va pénétrer dans les ouvertures des défauts. Après un certain temps, la surface de la pièce est lavée de nouveau puis est recouverte d'une fine couche de révélateur qui absorbe le pénétrant retenu dans les défauts. Ceci donne une tâche colorée en surface et permet de localiser le défaut, Figure (1.2), [7]. Le ressuage est une technique très simple. Elle permet de détecter la plupart des défauts débouchant sur la surface à condition que le matériau de la pièce ne réagisse pas chimiquement avec le pénétrant, [3].

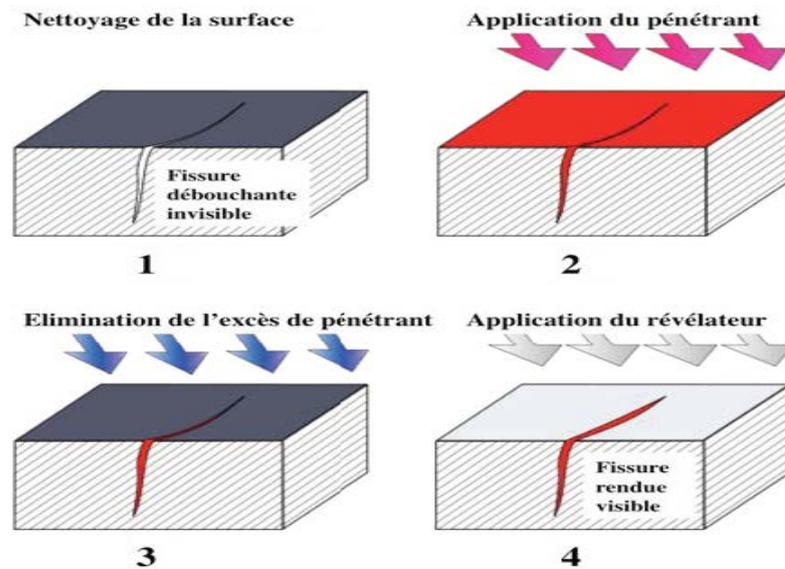


Fig. 1.2 Principe de contrôle par ressuage

Des limitations peuvent apparaître avec cette technique. Ainsi, elle est difficile à automatiser et limitée à l'inspection de pièces de géométries simples. Certains produits de ressuage présentent par ailleurs des désagréments vis-à-vis de l'environnement, de la sécurité et de l'hygiène du travail. Il arrive également que des fissures soient bouchées par des produits mal nettoyables et qu'elles soient donc invisibles.

1.2.3 Magnétoscopie

C'est une technique qui révèle les défauts débouchants ou sous-cutanés. Toutefois, elle ne s'applique qu'aux matériaux et alliages ferromagnétiques (fer, acier, fonte,...), [5], [8].

L'examen par magnétoscopie consiste à soumettre la pièce à un champ magnétique de valeur définie en fonction de la pièce. Une poudre magnétique est ensuite projetée à la surface et se répartit de façon homogène si la pièce est saine.

Les discontinuités superficielles provoquent à leur endroit des fuites magnétiques. Lorsqu'un défaut est présent dans la pièce au voisinage de la surface, l'orientation du flux de l'induction magnétique est modifiée localement et son intensité augmente en surface, [9], [10]. Il apparaît alors une concentration de particules magnétiques qui révèle la présence du défaut comme l'illustre la Figure (1.3).

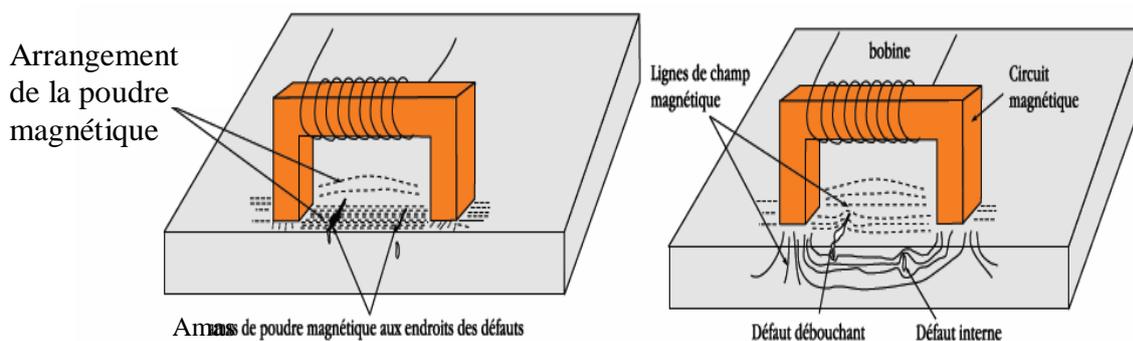


Fig. 1.3 Principe de contrôle par magnétoscopie

1.2.4 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 (thermogrammes) des surfaces observées, Figure (1.4).

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 thermique, [6].

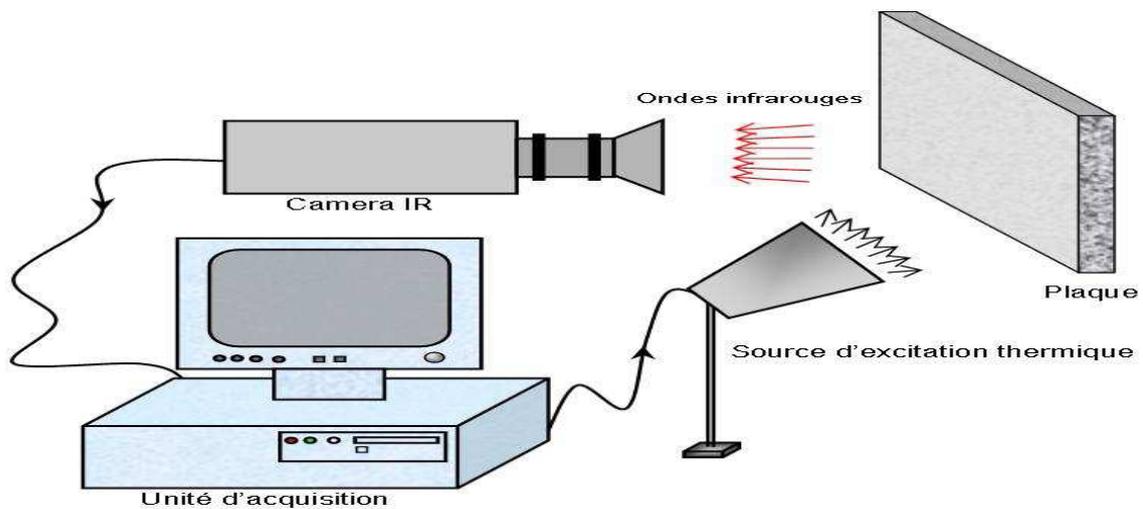


Fig. 1.4 Principe de contrôle par thermographie

1.2.5 Radiographie

Le principe de la radiographie est le même comparable au domaine médical, [2]. L'examen 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 (1.5), [5]. 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 (1.5)

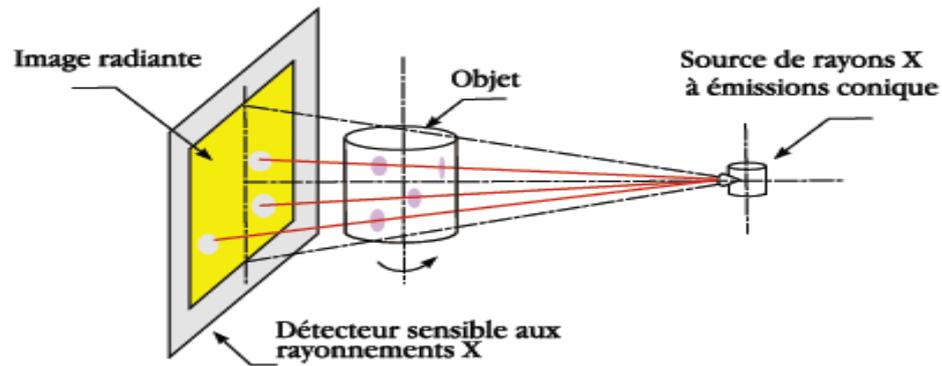


Fig. 1.5 Principe de contrôle par radiographie

1.2.6 Ultrasons

Les ultrasons sont des vibrations mécaniques prenant naissance et se propagent dans tout support matériel (solide, liquide ou gaz) présentant une certaine élasticité.

Contrairement aux techniques précédentes, le contrôle par ultrasons se prête bien au contrôle du cœur de pièces, même très épaisses (jusqu'à plusieurs mètres), [2],[5].

Le principe est simple: un transducteur émet une impulsion ultrasonore qui se propage à l'intérieur du matériau à contrôler, puis se réfléchit sur les obstacles présents (défauts, faces de la pièce,...), les échos reviennent ensuite à la surface. Connaissant la vitesse de propagation des ultrasons dans le matériau et le temps aller-retour d'une impulsion ultrasonore envoyée par le transducteur, Figure (1.6) on en déduit la distance parcourue par cette impulsion puis définir la profondeur du défaut, [2],[5] et [6].

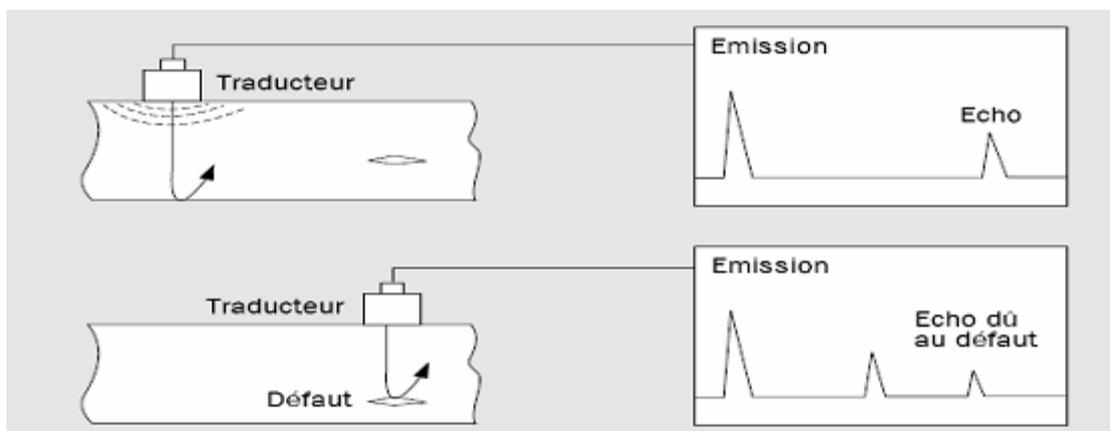


Fig. 1.6 Principe de contrôle par ultrasons

Les impulsions ultrasonores sont en fait un train d'ondes ultrasonores, dont la fréquence est choisie en fonction des caractéristiques du matériau à contrôler (on utilise en général des fréquences comprises entre 1 et 10 MHz), [9].

Les vitesses de propagation des ultrasons sont élevées (par exemple 5940 m/s pour les ondes longitudinales dans l'acier) et les distances parcourues sont relativement petites, l'écart entre les échos est faible, il faut donc disposer d'une électronique assez rapide pour pouvoir réaliser cette discrimination entre les échos.

L'objectif du contrôle par ultrasons est d'être certain de recueillir tous les échos dus à des défauts; comme les impulsions arrivant sur un défaut obéissent aux lois de la réflexion, l'angle de réflexion dépend de l'orientation du défaut. Pour être sûr de ne pas "perdre" des échos, on peut être amené à utiliser plusieurs transducteurs pour la réception (et non plus un seul, qui sert à la fois à l'émission et à la réception), [2].

Aux fréquences utilisées, les ultrasons ne se propagent pas dans l'air, [2], pour assurer le passage des ultrasons entre le transducteur et la pièce à contrôler, il faut placer entre eux un milieu couplant, un liquide (graisse, huile, eau). La Figure (1.6) présente le principe de contrôle par ultrasons.

1.2.7 Contrôle d'étanchéité

Les contrôles d'étanchéité servent à prouver et/ou à détecter une fuite de gaz ou de liquide à travers la paroi d'une enceinte. Ils permettent donc de détecter les défauts traversants (trou, élément perméable dans la paroi) de la pièce.

Les contrôles d'étanchéité sont utilisés pour examiner les tubes et les enceintes en tous types de matériaux dans des secteurs industriels très variés tels que la pétrochimie (contrôle des réservoirs, cuves, canalisations), l'aéronautique (réservoirs), le nucléaire (enceintes de confinement, circuits de tuyauteries et cuves) ou l'agroalimentaire (contrôle des emballages), [4].

1.2.8 Principe physique de CND-CF

Le contrôle par courants de Foucault est basé sur les lois de l'induction électromagnétique (découverte par Faraday). On appelle courants de Foucault, les courants induits dans un matériau conducteur par une variation de flux d'induction magnétique. D'après la loi de Lenz, ces courants se développent de manière à s'opposer au phénomène qui leur a donné naissance.

Considérons une bobine placée à proximité d'une pièce conductrice et parcourue par un courant variable, alternatif par exemple, génère de tels courants induits dans la pièce, [1].

Ces courants créent eux-mêmes un flux magnétique induit qui s'oppose au flux d'excitation, modifiant par là-même la f.é.m. de la bobine. C'est l'analyse de cette variation de la f.é.m qui fournira les informations exploitables pour un contrôle; en effet, le trajet, la répartition et l'intensité des courants de Foucault dépendent des caractéristiques physiques et géométriques du corps considéré, ainsi bien entendu que des conditions d'excitation (paramètres électriques et géométriques du bobinage).

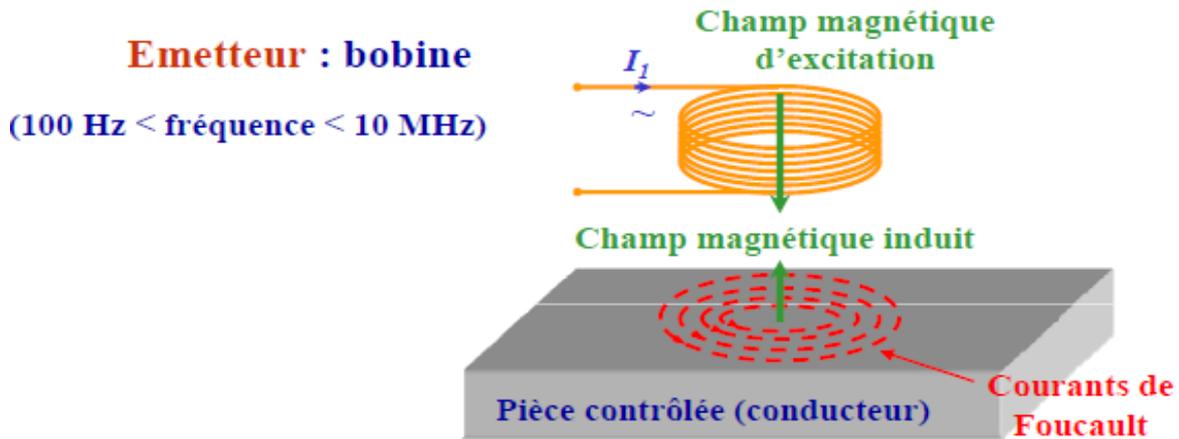


Fig. 1.7 Principe de génération des courants de Foucault

On conçoit dès lors que lorsqu'un défaut, constituant une discontinuité électrique venant perturber la circulation des courants de Foucault, Figure (1.8), puisse engendrer une variation de la f.e.m induite dans la bobine ou de manière équivalente la variation d'impédance (cas harmonique) décelable au niveau de la bobine d'excitation, [10].

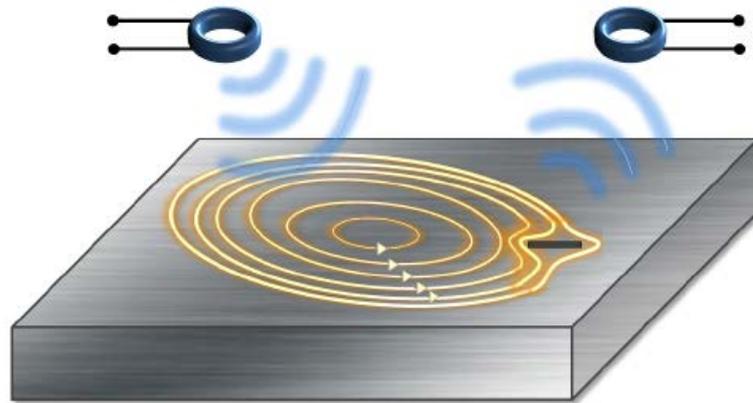


Fig. 1.8 Principe de CND par courants de Foucault en présence d'un défaut

Ce principe simple est surtout utilisé pour détecter des défauts superficiels, dans la mesure où les courants de Foucault se développent principalement sur la surface des corps conducteurs (effet de peau). Le champ résultant (somme vectorielle du champ d'excitation et de réaction) modifiera alors le courant dans la source et par conséquent l'impédance du capteur, [6].

Par ailleurs, les courants de Foucault sont importants à la surface de la pièce et s'affaiblissent en allant en profondeur. L'utilisation des faibles fréquences peut assurer la capture des défauts profonds.

1.3 Effet de peau

Il est important de signaler que les courants de Foucault sont concentrés majoritairement au voisinage de la surface du matériau. En effet, le champ électromagnétique décroît de façon exponentielle suivant la profondeur de la pièce. Cette décroissance du champ électromagnétique est caractérisée par la profondeur de peau conventionnelle δ . La valeur de δ est fonction de la conductivité σ et de la perméabilité μ du matériau ainsi que de la fréquence f du contrôle comme l'exprime la relation (1.1):

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \sigma \cdot \mu \cdot f}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}} \quad (1.1)$$

Où δ est la profondeur de peau conventionnelle (en m), σ est la conductivité électrique du matériau (en $S \cdot m^{-1}$), μ_0 est la perméabilité magnétique du vide ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$), μ_r est la perméabilité magnétique relative du matériau (sans dimension) et f est la fréquence de contrôle, c'est-à-dire la fréquence du courant circulant dans la bobine inductrice (en Hz). Si on considère une pièce plane infinie en épaisseur et en (r, z) , excitée par un courant extérieur, de fréquence f (en Hz), 63% des courants circulent dans l'épaisseur de peau, Figure (1.9). Le module de la densité de courants dans la pièce est donné par la relation suivante, [5]:

$$J_z = J_s e^{-\frac{z}{\delta}} \quad (1.2)$$

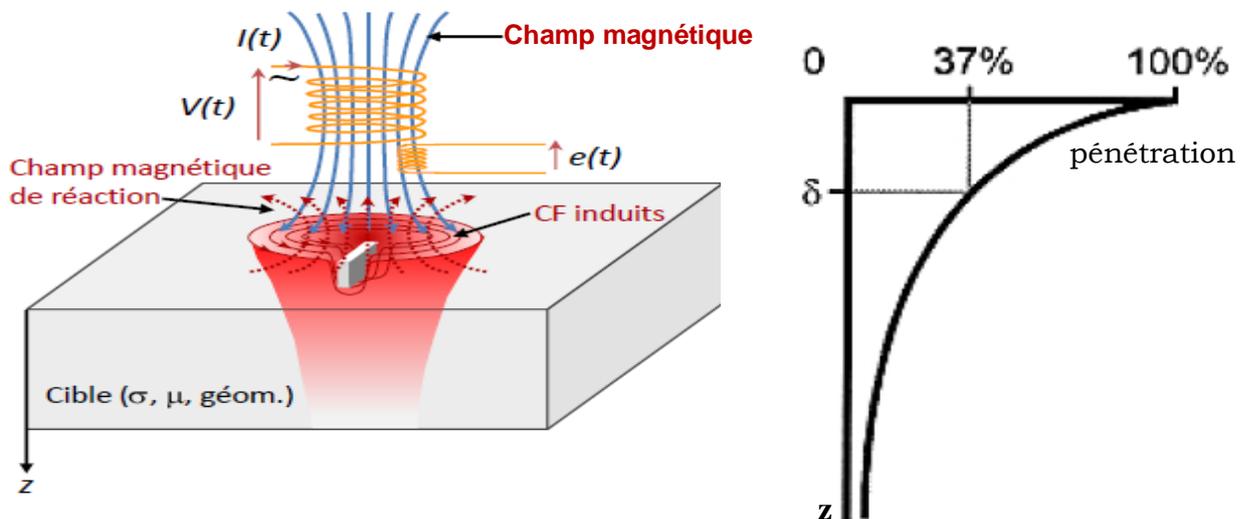


Fig. 1.9 a) Densité des courants induits et la profondeur de pénétration

La Figure (1.9.b) présente les variations de la profondeur de peau conventionnelle δ en fonction de la fréquence pour quelques matériaux conducteurs.

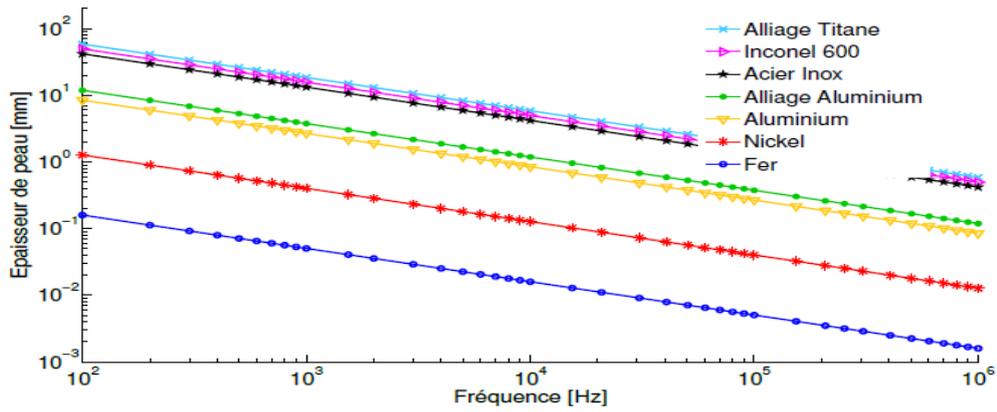


Fig. 1.9. b. Variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence, [5].

L'affaiblissement très rapide du champ électromagnétique dans les matériaux conducteurs (relation 1-1) explique pourquoi le contrôle par courants de Foucault convient préférentiellement à la caractérisation de pièces minces et à la détection de défauts situés près de la surface de la pièce. Le seul degré de liberté pour augmenter la pénétration des courants de Foucault dans le matériau est la fréquence de travail comme le montre la Figure (1.9.b).

Ceci explique que les fréquences utilisées sont extrêmement variables en fonction des applications considérées. Ainsi, pour la détection des défauts débouchants ou des défauts internes situés dans les parois minces, et pour la mesure des dépôts de faible épaisseur, on utilise des fréquences élevées allant jusqu'à quelques centaines de kHz, [7],[9].

Au contraire, pour le contrôle de la qualité des produits ferromagnétiques, on utilise des fréquences basses voire très basses (comprises entre 1 Hz et 1 kHz), [10] en fonction de certaines considérations métallurgiques ou dimensionnelles. La gamme de fréquence généralement employée pour les applications industrielles usuelles de CND est comprise entre 1kHz et 1MHz, [5]. Le Tableau 1.1 présente des profondeurs conventionnelles de pénétration.

Tableau 1.1 Profondeurs conventionnelles de pénétration, [4].

Alliages		δ (mm) à 1KHz	δ (mm) à 10KHz	δ (mm) à 100KHz
Paramagnétique $\mu = 1$	Cuivre $\rho=1.75.10^{-8}\Omega m$	2.1	0.67	0.21
	Aluminium $\rho=2.8.10^{-8}\Omega m$	2.7	0.85	0.27
	Acier inoxydable 18.10 $\rho=11.10^{-8}\Omega m$	5.2	1.7	0.53
Ferromagnétique $\mu = 580$	Acier $\rho=10.10^{-8}\Omega m$	0.2	0.07	0.02

Le Tableau 1.2 ci dessous récapitule les différentes techniques de CND ainsi que leurs domaines d'applications, leurs avantages et leurs inconvénients.

Tableau 1.2 Caractéristiques des différentes techniques de CND, [8]

Méthodes	Types des défauts détectés	Domaines d'application	Avantages	Inconvénients
Examen Visuel	Défauts débouchants et défauts d'aspect	Tous types de matériaux	- Simplicité	- Fiabilité - Résolution et sensibilité limitées - Pas de dimensionnement des défauts
Ressuage	Défauts débouchants uniquement	Matériaux non poreux	- Simplicité - Faible coût - Résolution spatiale élevée ($\approx 10 \mu\text{m}$)	- Nettoyage des surfaces avant et après examen - Pas de dimensionnement des défauts
Thermographie	Défauts débouchants et sous-jacents (jusqu'à quelques mm de profondeur)	Matériaux à faible Conductivité électrique, de faible épaisseur et de forme simple	- Cartographie - Résolution spatiale élevée (de l'ordre du micron) - Rapidité	- Caractérisation des défauts difficile
Magnétoscopie	Défauts débouchants et sous-jacents (jusqu'à 5 mm de profondeur)	Matériaux ferromagnétiques	- Sensibilité - Localisation et estimation de la longueur du défaut - Automatisation possible	- Nettoyage des surfaces avant et après examen - Désaimantation - Sensible à l'orientation des défauts
Radiographie	Défauts internes et débouchants	Tous types de matériaux	- Pouvoir de pénétration élevée - Pas de contact direct avec la pièce	- Protection contre les radiations - Interprétation
Ultrasons	Défauts internes et débouchants en fonction du type d'onde utilisée	Tous les matériaux élastiques (métaux, composites, bétons,...)	- Sensibilité - Contrôle en immersion (automatique) ou au contact - Localisation et estimation de la longueur du défaut	- Nécessité d'un milieu de couplage - Interprétation des échos - Etalonnage
Emission acoustique	Défauts internes et débouchants	Tous les matériaux élastiques	- Contrôle global avec localisation des défauts	- Interprétation - Sensibilité aux bruits parasites
Courants de Foucault	Défauts débouchants et sous-jacents (jusqu'à 4 mm de profondeur environ)	Matériaux conducteurs d'électricité	- Sensibilité - Contrôle sans contact - Localisation des défauts - Automatisation - Détection des défauts fins (jusqu'à $\approx 10 \mu\text{m}$ d'ouverture)	- Interprétation des signaux - Utilisation de pièces de référence identiques aux pièces contrôlées - Sensibilité à de nombreux paramètres

A la lecture de ce tableau, on constate, qu'à l'exception de la magnétoscopie, qui n'est applicable que sur des pièces ferromagnétiques, toutes les méthodes listées dans le tableau sont capables de détecter des défauts de surface dans une pièce.

Du point de vue pratique, il est signalé qu'il est également primordial de pouvoir déterminer les dimensions (notamment la profondeur) des fissures de fatigue afin de statuer sur leur nocivité, [10]. La thermographie, la radiographie, la tomographie, les courants de Foucault et les ultrasons permettent à la fois la détection et le dimensionnement des défauts surfaciques.

Actuellement, les ultrasons et les courants de Foucault sont les techniques non destructives les plus utilisées pour détecter et dimensionner les micros fissures de surface.

On ajoute aux avantages des courants de Foucault cités dans le tableau ci-dessus les avantages suivants.

1.4 Avantages du contrôle par courants de Foucault

Le contrôle par courants de Foucault présente plusieurs avantages tels que :

- Rapidité de balayage et de détection ;
- Présentation d'une haute sensibilité aux défauts de type «manque de matière» / «rupture de conductivité électrique» (fissures) qu'ils se trouvent en surface ou enfouis,
- Caractérisation par une relative facilité de mise en œuvre ainsi que d'un faible coût;
- Détection possible à travers un revêtement surfacique ;
- Aucune préparation particulière de la surface à contrôler ;
- Qualité de détection indépendante de la vitesse de balayage ;
- Pas de nécessité d'étalonnage de l'appareil, une simple calibration est suffisante ;
- Traitement informatique avec stockage des données de modélisation ;
- Contrôle non polluant ;
- Automatisable.

1.5 Capteurs

Les capteurs à CF élémentaires sont constitués d'un ou de deux éléments inductifs (le plus souvent des bobines ou des mini-bobines) et sont dits "ponctuels", [9] car la zone d'inspection qui leur est associée est spatialement limitée. Ces capteurs sont actuellement largement utilisés dans l'industrie car ils sont bon marché, robustes, sans contact, simples à mettre en œuvre et historiquement ils répondaient aux attentes de l'industrie en termes de sensibilité et de résolution spatiale. Il existe un grand nombre de façons de mettre en œuvre des bobinages pour réaliser un contrôle par courants de Foucault mais on peut distinguer néanmoins selon la fonction bobine à double fonction émettrice-réceptrice, les bobines à fonctions séparées, selon le mode, absolu, différentiel et les capteurs matricielles.

1.5.1 Types de bobines

La bobine est un élément qui peut réaliser l'émission et/ou la réception. Il existe deux principales classes de bobine, [1],[2].

1.5.1.1 Bobines classiques

La bobine est fabriquée par l'enroulement hélicoïdal d'un conducteur (cuivre) émaillé autour d'un noyau qui peut être composé d'air ou de ferrite. La Figure (1.10) montre des bobines à air et

en ferrite. Le noyau est généralement diélectrique (isolant) ou magnétique (ferrite ...). L'utilisation d'un noyau magnétique permet de focaliser le champ magnétique autour de la bobine, [2].



Fig. 1.10 Bobines construites par l'enroulement d'un fil de cuivre, [2].

1.5.1.2 Bobine encerclente

C'est un capteur dont les enroulements de mesure entourent le produit à examiner comme l'illustre la Figure (1.11). Il est utilisé pour contrôler par l'extérieur des objets de faibles sections, les tubes, les barres, [1].

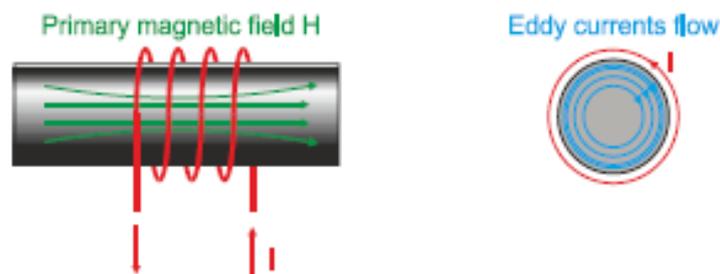


Fig. 1.11. Création des courants induits par une bobine encerclente

1.5.1.3 Bobines gravées

Il existe deux types de bobines gravées :

- ✓ Bobines réalisées sur circuit imprimé en utilisant les technologies PCB standards, [2].
- ✓ Micro-bobines (taille de l'ordre du mm) réalisées en salle blanche par des moyens de micro-technologies. La fabrication fait appel à différentes étapes de dépôts et de gravure comme l'illustre la Figure (1.12).

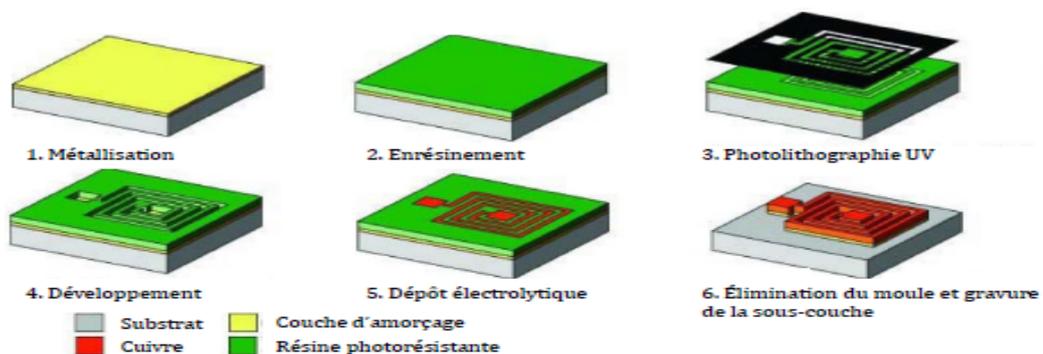


Fig. 1.12. Étapes de réalisation des bobines micro-moulées, [2]

1.6 Différentes topologies de capteurs à courants de Foucault

On appelle capteur le dispositif effectuant le contrôle non destructif. Selon le type de capteur, ce dernier peut être constitué d'un ou de plusieurs éléments. Les principaux types de capteurs existants sont présentés dans ce qui suit.

1.6.1 Émetteurs et récepteurs

Le principe des courants de Foucault se base sur deux fonctions :

- l'émission d'un champ électromagnétique alternatif ;
- la réception de la réponse de la pièce via une modification du champ.

Chacune de ces deux fonctions peut être réalisée par un ou plusieurs éléments. L'émission est assurée via une ou plusieurs bobines. La réception repose sur l'utilisation de bobines ou de capteurs directement sensibles au champ magnétique, [2],[10].

L'excitation est assurée en pratique par une bobine alimentée sous une tension ou un courant variable. Généralement les bobines sont de forme circulaire. On distingue deux types de dispositifs :

1.6.2 Capteur à double fonction

C'est un dispositif dans lequel les fonctions d'induction et de réception sont assurées par les mêmes enroulements. L'exploitation se fait à partir de la mesure de l'impédance équivalente de la bobine. Le calcul de cette impédance est basé sur le modèle du transformateur, le primaire étant la bobine et le secondaire en court-circuit étant constitué par le matériau, [2], [7].

Les capteurs à double fonction sont ceux qui sont le plus couramment utilisés pour les applications CF à excitation sinusoïdale. Cette catégorie peut être subdivisée, avec d'un côté les capteurs mono-élément et de l'autre les capteurs multi-éléments ou multicapteurs. Dans chaque cas un élément est utilisé à la fois comme émetteur et comme récepteur, Figure (1.13)

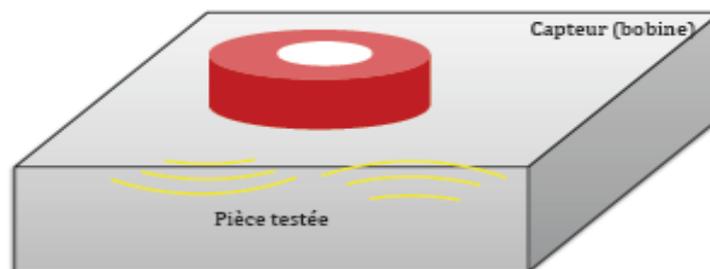


Fig.1.13 Capteur à double fonction

Les capteurs mono-élément sont largement utilisés dans presque toutes les applications de CND par CF (pour la mesure de la conductivité électrique, pour celle de l'épaisseur d'un objet, pour celle de la corrosion d'un matériau, pour la détection des fissures, ...) à des fréquences faibles ou moyennes (de quelques Hz à quelques dizaines de MHz), [10]. Ce type de capteur est aussi appelé capteur absolu.

1.6.3 Capteur à fonctions séparées

Dans ce cas, la fonction de réception peut alors se faire à un endroit distinct de l'excitation. Dans la plupart des cas, l'élément de mesure est une petite bobine avec laquelle on mesure une ddp induite. Néanmoins, il est possible d'utiliser des composants mesurant directement l'induction magnétique telle que les magnétorésistances ou les sondes à effet Hall, [2], [7]. La mesure effectuée avec ce type de dispositif est une mesure ponctuelle d'une des composantes de l'induction.

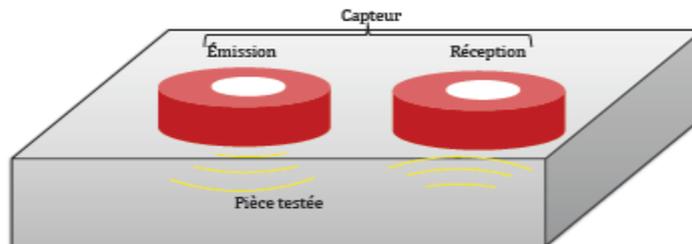


Fig.1.14 Capteur à fonctions séparées

En ce qui concerne les récepteurs, on note que de nombreuses technologies de capteurs de champ magnétique peuvent être envisagées, telle que les capteurs à effet Hall, GMR et GMI, [1]. A l'instar des capteurs à double fonction, les capteurs à fonctions séparées Figure (1.14) peuvent être utilisés en mode absolu ou en mode différentiel. Toutefois, le mode absolu est rarement utilisé à cause de la faible sensibilité des capteurs à fonctions séparées. On préfère en général le mode différentiel.

1.7 Capteurs magnétiques comme système de réception

1.7.1 Capteurs à effet Hall

Le principe de fonctionnement de ces capteurs magnétiques est basé sur l'effet Hall. Il est plus important dans des matériaux semi-conducteurs mais afin d'illustrer le principe, on considère des matériaux conducteurs par simplicité, [10]. Quand une piste conductrice (l'épaisseur est généralement comprise entre 0.4 et 100 μm) est parcourue par un courant continu I appliqué selon l'axe y , voir Figure (1.15), et soumise à une induction magnétique \mathbf{B} , appliqué selon l'axe z , il apparaît une différence de potentiel V_H dans la direction perpendiculaire à celle de l'induction et à celle du courant, c'est à dire l'axe x . Cette tension, dite de Hall, est due à la force de Lorentz qui est donnée par :

$$\mathbf{F} = q\mathbf{v} \wedge \mathbf{B} \quad (1.3)$$

Où v est la vitesse de l'électron et q est sa charge électrique.

Les capteurs à effet Hall sont employés comme récepteurs dans plusieurs travaux scientifiques dans le domaine de CND, [12].

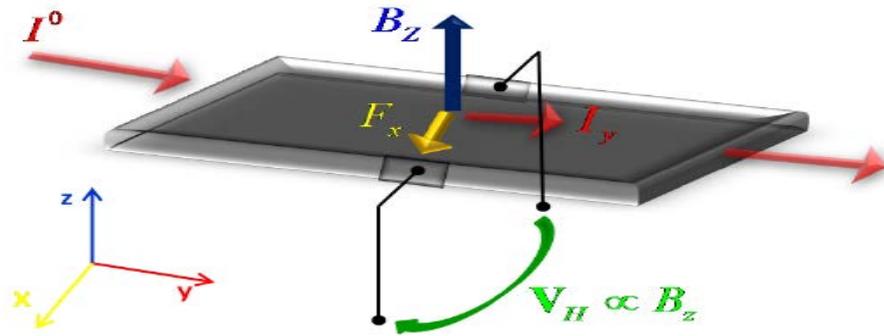


Fig1.15 Principe d'un capteur à effet Hall

1.7.2 Magnéto Impédance Géant

Le phénomène découvert en 1935 par Harrison [12] ayant permis l'utilisation des magnéto-impédances géantes (*Giant Magneto-Impedances*, GMI) repose sur l'effet de peau décrit précédemment par l'équation 1.1 et sur la courbe d'aimantation $B = f(H)$ comme le montre la Figure (1.16).

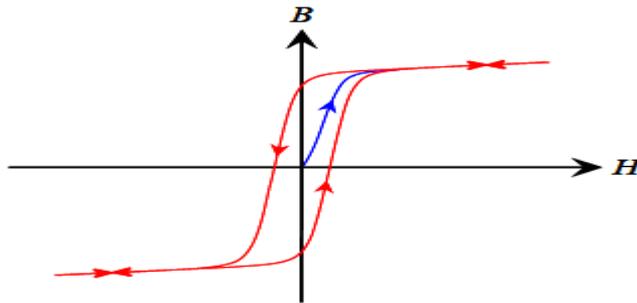


Fig.1.16 Courbe d'aimantation

Une GMI peut être un simple fil ferromagnétique, traversé par un courant alternatif. Si la fréquence est assez élevée, les courants ne traversent le fil qu'en surface, la profondeur de pénétration δ devenant plus faible que l'épaisseur du fil. L'impédance du fil est alors inversement proportionnelle à δ selon l'équation ci-dessous: [10],[12].

$$Z = (1 + i)R \frac{a}{\delta} \quad (1.4)$$

Où R est la résistance en basses fréquences du fil et a son rayon et i est le nombre complexe. A partir de l'expression de l'effet de peau δ , Z dépend de la perméabilité μ du matériau. Or selon la courbe d'aimantation, le rapport $\mu = B/H$ dépend de la valeur de H . L'impédance varie en fonction du champ magnétique externe, [3].

La recherche sur les GMI dans le domaine du CND par CF a beaucoup progressé ces dernières années. Cette technologie permet de mesurer des champs magnétiques faibles sur une bande passante allant en général du continu à environ 10 kHz, [10]. Il faut cependant que le champ magnétique extérieur soit supérieur au champ de saturation du matériau utilisé.

1.7.3 Magnéto Résistance Géant (MRG)

Typiquement, une MRG est composée de couches alternées, [2], deux couches ferromagnétiques séparées par une couche de matériau conducteur. L'orientation de l'une des deux couches ferromagnétiques, la « couche dure », est forcée. L'autre couche, la « couche douce », a son aimantation variable : lorsqu'un champ magnétique externe est présent, elle s'aligne à ce champ ; sinon, elle s'aligne parallèlement à l'aimantation de la couche dure, par couplage ferromagnétique indirect, à travers la couche conductrice, [12].

La mesure de résistance est effectuée par passage d'un courant à travers l'ensemble des couches. Le courant peut alors être décomposé en deux courants élémentaires, [12], celui des électrons de spin *up* et celui des électrons de spin *down*, lorsque les deux aimantations sont parallèles, le courant *up* voit deux résistances *r* faibles et le courant *down* deux résistances *R* fortes. La résistance totale est, si $r \ll R$,

$$R_p = 2 \frac{Rr}{R+r} \approx 2r \quad (1.5)$$

Au contraire, si les deux aimantations sont opposées ou antiparallèles, chaque courant traverse successivement une résistance *r* et une résistance *R*. Il vient alors :

$$R_0 = \frac{R+r}{2} \approx \frac{R}{2} \quad (1.6)$$

La résistance de la MRG varie ainsi entre ces deux valeurs extrêmes, en fonction du champ magnétique externe au capteur, [12].

Même si les MRG sont avant tout connues en tant que tête de lecture dans tous les disques durs actuels [13], elles sont aussi utilisées dans le domaine du CND. Les premières GMR offraient des résultats inférieurs à ceux des GMI, mais la recherche sur ce type de capteur est très active depuis vingt ans. Pour une dimension active de quelques dizaines de micromètres, un champ magnétique faible peut être mesuré, [10]. Son amplitude doit être inférieure à une valeur maximale pour laquelle les aimantations des deux couches ferromagnétiques seront opposées.

On peut enfin signaler l'existence d'autres types de magnétorésistances, comme les magnétorésistances anisotropes (*Anisotropic Magneto-Resistances*, AMR), ou les magnétorésistances à effet tunnel (*Tunnel Magneto-Resistances*, TMR), [10]. Toutes ces magnétorésistances sont en général utilisées pour détecter un champ magnétique de fréquence inférieure au kHz.

1.7.4 Multicapteurs inductif

Face à la complexité croissante des structures à contrôler, aux besoins accrus (augmenter) en rapidité, en pouvoir de détection et de caractérisation ces capteurs élémentaires s'avèrent insuffisants. C'est pourquoi de plus en plus des solutions innovantes à base de multicapteurs sont développées, [3, 11].

Les capteurs inductifs sont largement utilisés car ils sont robustes, simples à réaliser et à exploiter, [13]. En effet, ils sont constitués de simples bobinages qui peuvent prendre différentes formes et être réalisés selon différentes technologies (fils bobinés, micro-moulage, circuits imprimés, ...). La Figure (1.17) montre un exemple de multicapteurs inductifs.

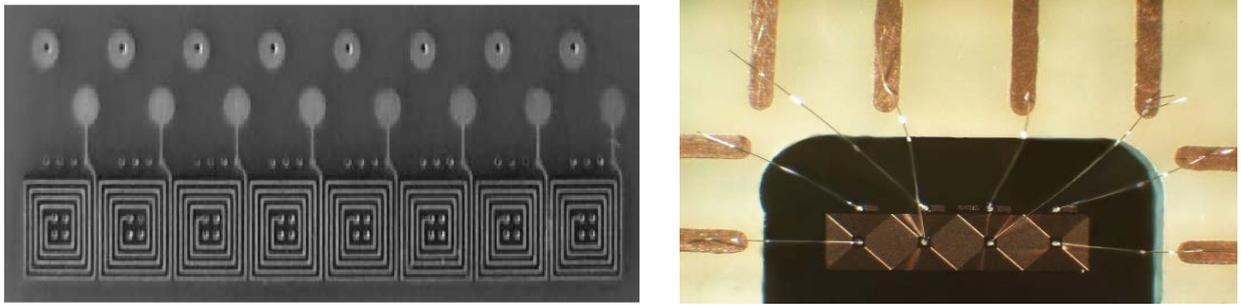


Fig.1.17 Multicapteurs inductifs.

Les bobines offrent également l'avantage de pouvoir être exploitées tant en émission (système inducteur) qu'en réception (système récepteur) ou en émission/réception, [14]. Ce sont donc des éléments privilégiés pour produire des sondes aux fonctions variables. Les signaux fournis par ces capteurs correspondent soit à la mesure de l'impédance de la bobine soit à la force électromotrice mesurée aux bornes de l'une ou d'un ensemble de bobines.

1.7.5 Exemple de récepteur multiéléments

La sonde est constituée en réception d'une matrice de bobines de petites dimensions. La configuration du dispositif d'excitation permet d'induire des courants uniformément orientés dans la cible et dont la déviation en présence d'un défaut engendre des composantes de champ magnétique radiales et orthoradiales, Figure (1.18), qu'il peut être avantageux de mesurer, [14]. Par contre, les variations de la composante parallèle à l'axe de la cible n'est pas exploitable car noyée dans l'unique composante du champ d'excitation. Il est à noter que ce type de récepteur a l'avantage dans le court temps de balayage des grandes surfaces.

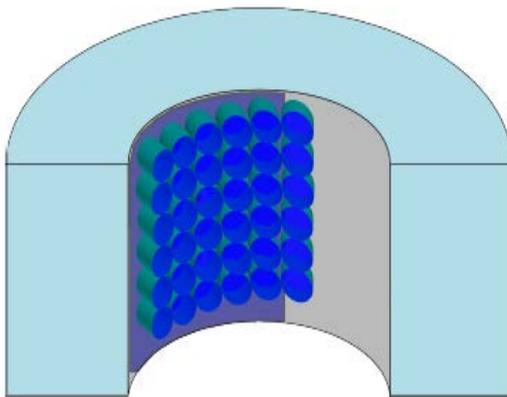


Fig.1.18 Illustration de la matrice de Récepteurs dédiée à l'imagerie du champ

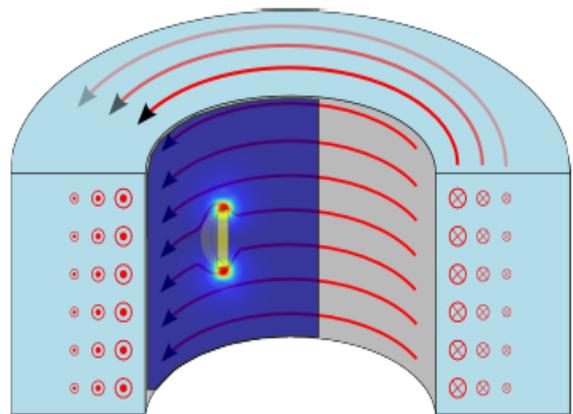


Fig.1.19 Exemple de cartographie de la composante de champ radiale générée par la déviation des courants, [11].

Une matrice de récepteurs placée à proximité de la surface interne, Figure (1.19), de la cible doit être capable de fournir la cartographie du champ magnétique dû à la présence d'un défaut.

1.7.6 Sonde interne

C'est un capteur qui est destiné à l'examen d'un produit creux par l'intérieur, dont les enroulements de mesure entourent l'axe de translation. Ils opèrent soit avec ou sans noyau, Figure (1.20).

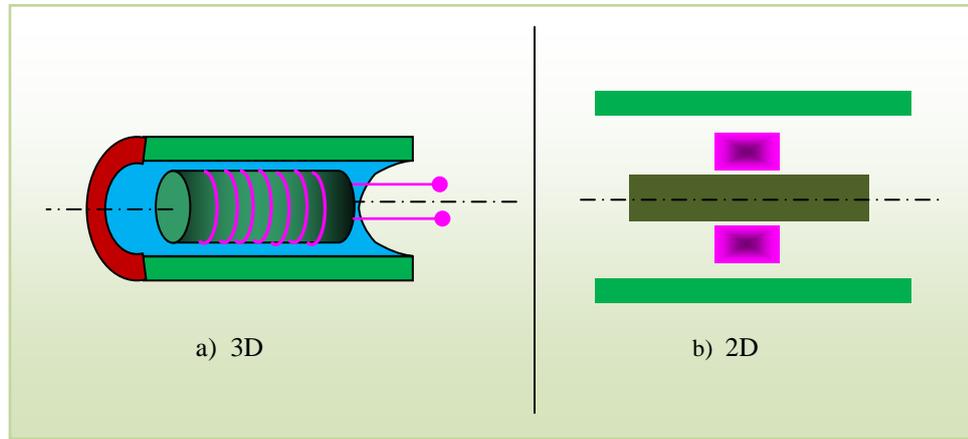


Fig. 1.20 Bobine interne avec noyau

1.7.7 Sonde ponctuelle

Elle est utilisée pour l'inspection des objets à des endroits précis. L'axe du capteur est perpendiculaire à la surface de la pièce. En effet, ce palpeur permet de faire un contrôle local des pièces même celles dont la géométrie est complexe, Figure (1.21).

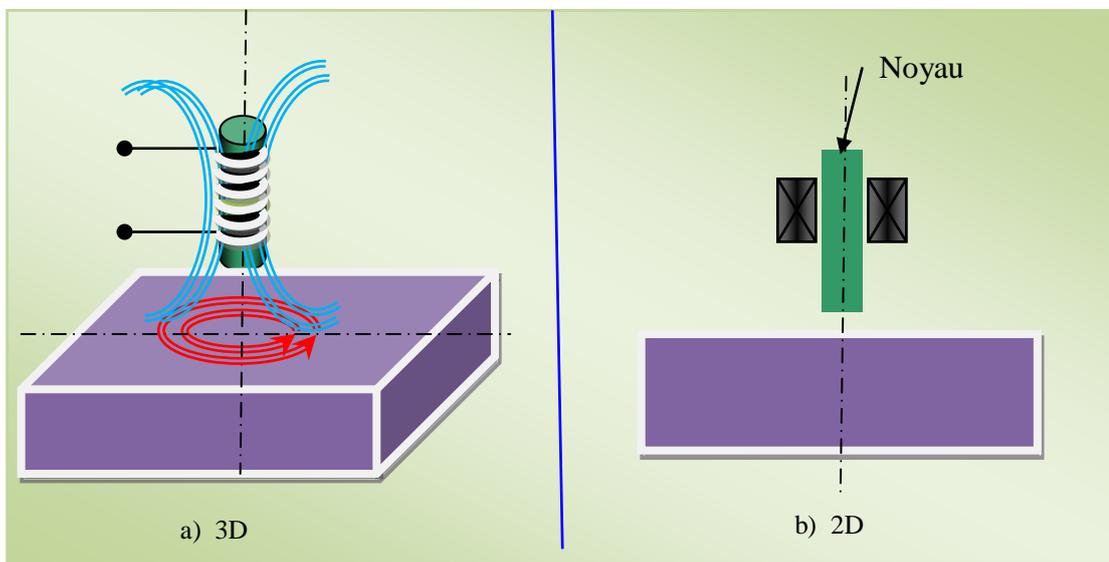


Fig. 1.21 Sonde ponctuelle

1.7.8 Bobine plate

De la même manière que la bobine ponctuelle, ce capteur opère sur les surfaces des pièces. Vue sa géométrie, sa zone d'action est plus large, Figure (1.22), [1].

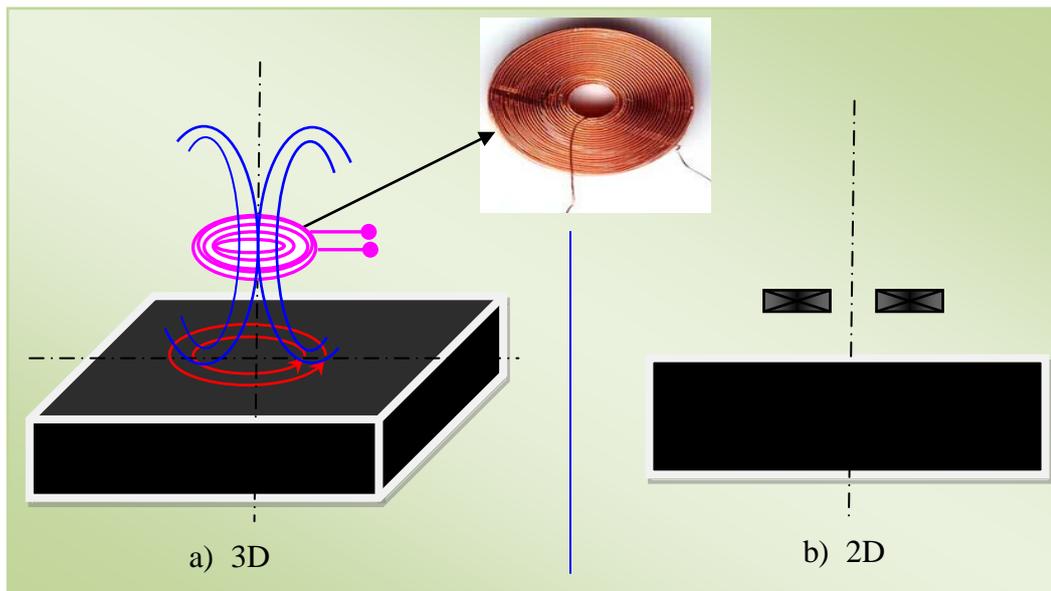


Fig. 1.22 Bobine plate

1.7.9 Capteur absolu

Cette topologie de capteur est sensible aux paramètres géométriques et électromagnétiques de l'environnement et nécessite avant le contrôle d'une pièce un étalonnage qui peut être effectué sur une pièce de référence (maquette), [6].

1.7.10 Capteur Différentiel

Ce capteur en opposition à un capteur à mesure absolue, sensible uniquement à des variations locales de l'objet à inspecter. Il permet de détecter les changements dus aux discontinuités lors du déplacement du capteur le long du produit examiné en se débarrassant des perturbations lentes telles que la variation du lift-off, par exemple, [2, 6]. Typiquement, le récepteur est constitué d'au moins deux éléments voisins. Cette approche revient à effectuer la différence de mesures réalisées conjointement sur les deux éléments. Le signal fourni par un capteur différentiel est idéalement nul lorsque la pièce est saine.

1.8 Différents types de défauts

Un défaut (défectuosité) détecté dans une pièce, c'est physiquement, mettre en évidence une hétérogénéité de matière, une variation locale de propriété physique ou chimique préjudiciable au bon emploi de celle-ci. Cela dit, on a l'habitude de classer les défauts en deux grandes catégories liées à leur emplacement : les défauts de surface, les défauts internes, [6],[15] et [16].

1.8.1 Défauts surfaciques

Ces défauts sont accessibles à l'observateur directement mais pas toujours visibles à l'œil nu, à cet effet on peut les classés en deux types distincts :

1.8.1. a) Défauts ponctuel

- La première catégorie correspond aux défauts ponctuels, ce sont les plus nocifs sur le plan technologique, puisqu'il s'agit des criques, piqûres, fissures, craquelures, généralement aptes à provoquer à terme la rupture de la pièce, en initiant par exemple des fissures de fatigue. Dans les pièces métalliques, l'épaisseur de ces fissures est souvent infime (quelques μm) et elles peuvent être nocives dès que leur profondeur dépasse quelques dixièmes de millimètre, ce qui implique l'emploi pour leur détection de méthodes non destructives sensibles, [3], [6].
- La seconde catégorie correspond aux défauts d'aspect, c'est-à-dire à des plages dans lesquelles une variation de paramètres géométriques ou physiques (rugosité, surépaisseur, taches diverses) attire le regard et rend le produit inutilisable. Ici, le contrôle visuel est possible, mais on cherche à le remplacer par des contrôles optiques automatiques.

1.8.1. b) Défauts internes

Sont des hétérogénéités de natures, de formes, de dimensions extrêmement variées, localisées dans le volume du corps à contrôler. Leur état est spécifique à chaque branche d'activité technologique et industrielle. Dans les industries des métaux, il s'agit de criques internes, d'inclusions diverses susceptibles d'affecter la santé des pièces moulées, forgées et soudées, [16]. Dans d'autres cas, il s'agit simplement de la présence d'un corps étranger au sein d'une enceinte ou d'un produit emballé. Ici le contrôle visuel est généralement exclu, [15] et l'on utilisera donc l'un ou l'autre des grands procédés du CND que sont la radiographie, le sondage ultrasonore ou encore des techniques mieux adaptées à certains cas comme l'émission acoustique, l'imagerie infrarouge.

1.9. Mode d'excitation en CND par CF

1.9.1 Excitation mono-fréquence

Lors d'un contrôle mono-fréquence, le champ magnétique est généré par une bobine ou un inducteur alimenté par un courant sinusoïdal de fréquence fixe. Le choix de la fréquence dépend de l'application visée et de la sensibilité aux paramètres recherchés. Supposons le cas d'une bobine inductrice, la présence d'un défaut dans une pièce conductrice peut être détectée en mesurant la variation de l'impédance de la bobine d'excitation par rapport à celle mesurée sur une zone de l'échantillon exemple de défaut, [17].

L'utilisation d'une très basse fréquence, engendre une très faible amplitude de courants de Foucault et la précision devienne insuffisante à cause des bruits. Par contre l'utilisation d'une

fréquence trop élevée fait apparaître des phénomènes capacitifs parasites, engendrés notamment par les capacités inter spires des capteurs, [15].

1.9.2 Excitation multifréquence

Diverses méthodes de CND à CF utilisant plusieurs fréquences ont été proposées pour résoudre des problèmes de CND. Des données multifréquences permettent d'obtenir plusieurs informations utiles concernant la structure testée et ainsi d'en rendre la caractérisation plus robuste. Pour ce type de CND, les mesures à plusieurs fréquences sont analysées. Pour les obtenir, on alimente le capteur par un courant sinusoïdal successivement à chacune des fréquences considérées. Les données à chacune de ces fréquences sont collectées comme pour les mesures mono-fréquence, [2],[3],[15],[17].

Selon une étude de W.E. Deeds, le nombre de fréquences nécessaires est lié aux perturbations dont on souhaite s'affranchir. D'après W.E. Deeds, utiliser n fréquences permet d'éliminer $2n-1$ perturbations. En utilisant le module et la phase de signaux CF à trois fréquences différentes, les auteurs indiquent qu'on peut déterminer au maximum 6 variables distinctes dont une désirée (taille de défaut) et cinq perturbées (lift-off, l'emplacement du défaut, dimensions et résistivité de l'objet inspecté), [1]. En matière de CND multifréquence, une possibilité consiste à utiliser des signaux périodiques contenant un grand nombre de fréquences pour caractériser un défaut, [15].

1.9.3 Excitation impulsionnelle

Cette méthode représente une alternative à l'excitation multi-fréquence. Elle consiste à émettre un champ magnétique de large bande fréquentielle en excitant le capteur avec un signal impulsionnel (signal à durée finie).

Ce mode de fonctionnement est couramment appelé contrôle par courants de Foucault pulsés. Cette technique a vu le jour au milieu des années 50 pour la mesure d'épaisseur des revêtements métalliques, [2].

Des travaux ont également porté sur son utilisation pour la détection de défauts enfouis. Les signaux d'alimentation peuvent être de forme rectangulaire, triangulaire ou demi-sinusoïdale. Dans ce type de contrôle, c'est la variation temporelle des signaux qui est utilisée, [1]. Étant donné le spectre du signal d'excitation, une telle méthode est plus riche en informations qu'un contrôle par courants de Foucault mono-fréquentiel ou multi-fréquentiel. Cependant, la quantité d'informations recueillies dans la pratique dépend fortement du traitement des signaux et du bruit qui est difficilement filtrable car les signaux sont de large bande.

1.10 Diagramme d'impédance

L'impédance de la bobine peut être représentée dans le plan d'impédance dont l'axe horizontal représente la partie réelle et l'axe vertical la partie imaginaire, Figure (1.22). A vide (i.e. lorsque la bobine est suffisamment éloignée du matériau), l'impédance de la bobine est représentée par

un point $Z_0 (R_0, X_0)$. En présence d'une cible conductrice et en raison de l'influence du champ magnétique créé par les courants de Foucault qui s'oppose au champ d'excitation, l'impédance de la bobine varie par rapport à Z_0 et elle est présentée par un point $Z_1 (R_1, X_1)$, [17].

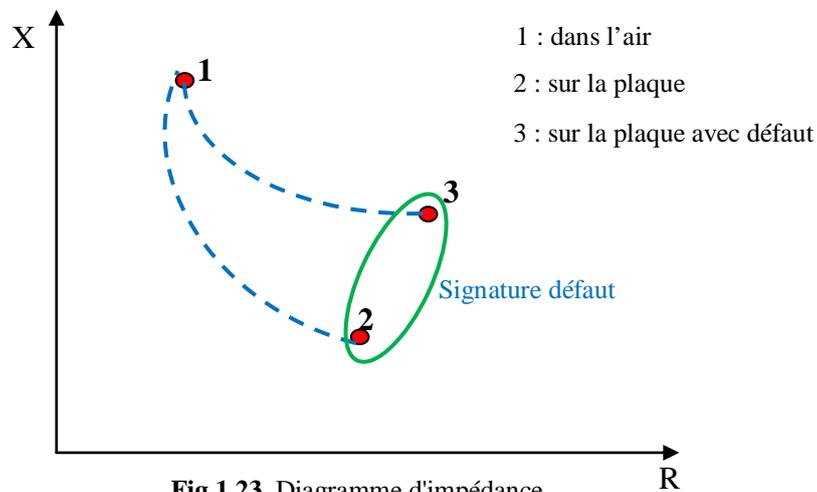


Fig.1.23 Diagramme d'impédance

Pour une bobine donnée, et pour une fréquence fixe, Z_1 est fonction des propriétés électriques, magnétiques et géométriques de la partie du matériau conducteur située dans la zone influencée par le champ magnétique de la bobine. Toute variation de ces paramètres provoquera un déplacement de Z_1 dans le plan d'impédance. Grâce à ce phénomène, il est possible de détecter une variation de la conductivité ou une variation des dimensions du matériau ou de la distance entre le capteur et la cible, [1].

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu sur les techniques de contrôle non destructif, ainsi que leurs avantages, inconvénients et leurs domaines d'application, dans les quelles les capteurs à courants de Foucault tendent à occuper une place privilégiée. En effet, ils sont robustes, simples à utiliser et permettent d'effectuer des mesures sans contact. D'autre part, ces techniques généralement nécessitent pour la détection des défauts un capteur. C'est pour cela qu'il est nécessaire de passer par quelques types de capteurs utilisés dans ce domaine. La connaissance de la géométrie d'un défaut ainsi que leur position (défaut interne, externe, surfacique ou enfoui) ont été rappelées dans ce chapitre. Le diagramme d'impédance a été présenté à la fin de ce chapitre. La résolution des problèmes directs ou inverses de l'électromagnétisme en CND-CF par les méthodes analytiques ou numériques fera l'objectif du prochain chapitre.

Chapitre Deux

METHODES DE RESOLUTION DES PROBLEMES DE SYSTEMES ELECTROMAGNETIQUES (CND-CF)

METHODES DE RESOLUTION DES PROBLEMES ELECTROMAGNETIQUES DE SYSTEMES CND-CF

2.1 Introduction

Le développement d'un système doit s'appuyer non seulement sur l'expérimentation mais aussi sur un modèle de comportement du dispositif en cours de conception. Ainsi, il est possible de prévoir les conséquences des différents choix (configuration géométrique, choix des matériaux, ...), [11] sans avoir à réaliser un prototype. L'utilisation de la modélisation a donc un intérêt économique évident. Toutefois, dans de nombreux cas, l'expérience est irréalisable, pour plusieurs raisons (coûteuse, dangereuse, non disponibilité d'échantillons de matières, ...). Dans ces cas, il est donc intéressant d'avoir recours à la modélisation c.à.d. rechercher un modèle qui réagit d'une manière semblable au composant que l'on étudie. Ce modèle permettra de déduire les résultats souhaités.

La modélisation consiste à créer une représentation mathématique d'un problème réel moyennant certaines hypothèses. Cette représentation permet aux utilisateurs de prévoir le comportement des systèmes étudiés.

Dans le contexte du contrôle non destructif (CND) par Courants de Foucault (CF), les outils de modélisation permettent la conception des capteurs et la prédiction de leur comportement sans réalisation effective. Les outils de simulation sont par conséquent, très utiles pour étudier l'influence des divers paramètres sur les phénomènes électromagnétiques mises en jeu, [9]. Ils mettent en œuvre les équations de Maxwell et les lois de comportement des matériaux qui régissent les interactions entre un capteur et une pièce.

Ces outils ont des conséquences sur le développement d'outils de production, en permettant de réduire le coût de la phase expérimentale. Dans ce chapitre, un schéma synoptique de CND sera présenté, la modélisation ainsi que les différentes équations d'un problème électromagnétique. Cette partie sera suivie par les différentes formulations régissant un tel problème et terminera par une description des différentes méthodes analytiques et numériques de résolution des systèmes électromagnétiques.

2.2 Synoptique d'un système d'évaluation non destructif

D'une manière générale, la chaîne du système de CND par courants de Foucault peut être présentée comme l'illustre la Figure (2.1) suivante:

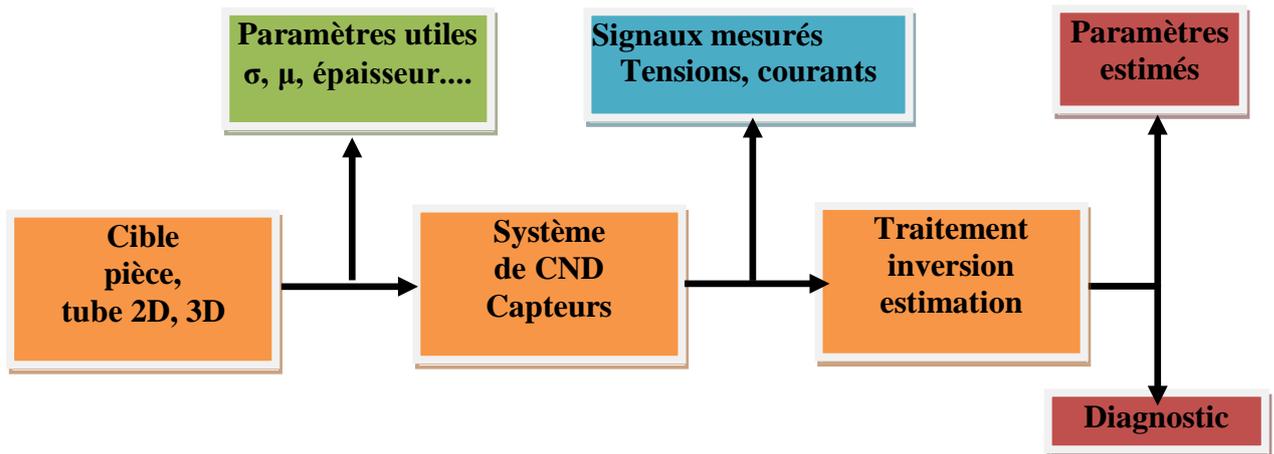


Fig 2.1 Schéma synoptique de CND par CF

Le développement des systèmes d'évaluation non destructive passe par la résolution des trois problèmes suivants, qui se retrouvent implicitement dans le synoptique de la Figure (2.1):

Problème d'instrumentation: Le problème d'instrumentation consiste à développer des systèmes instrumentaux dont la résolution spatiale, la sensibilité et la vitesse d'acquisition adaptées aux signaux contenant des informations sur les paramètres utiles de la cible et ce tout en respectant les contraintes de modélisation du problème direct et de l'inversion.

- **Problème direct:** Les interactions entre les capteurs et la cible analysée sont liées à la physique (électromagnétique) du problème. Le problème direct consiste à déterminer les phénomènes électromagnétiques liés à la source de CF et à la géométrie du capteur et de cible considérés. Les phénomènes électromagnétiques mis en jeu dans les capteurs à courants de Foucault sont généralement complexes à modéliser [9], mais des techniques ont été proposées pour y parvenir. Ils sont généralement modélisés numériquement et résolus par exemple avec des méthodes de type modélisation par éléments finis, [6] des méthodes semi-analytiques, comme la modélisation par Dyades de Green, [5], et circuits couplées, [1].
- **Problème inverse :** Le problème inverse consiste par exemple à estimer la conductivité d'un matériau analysé à partir des mesures du champ magnétique engendré par une source donnée. Les problèmes inverses en électromagnétique sont non-linéaires et sont par conséquent difficile à résoudre. L'utilisation de systèmes experts et de modèles d'optimisation, tel que les réseaux de neurones, offre des solutions pour estimer les paramètres de la structure inspectée grâce à des références pré-calibrées.
- **Diagnostic :** élaboré par l'opérateur sur l'état de la structure se fera donc quantitativement, [10], lorsque les traitements et l'estimation de paramètres le permettront (nature, dimensions des défauts...) ; et qualitativement (présence ou non d'un défaut) dans le cas contraire.

2.3 Modélisation électromagnétique

Tous les systèmes électromagnétiques peuvent se mettre sous la forme de schéma de principe représenté sur la Figure (2.2). En effet, le contrôle non destructif par courants de Foucault que nous mettons en œuvre est constitué d'un inducteur (bobine), par fois menue d'une ferrite (région 3) en présence d'une pièce électriquement conductrice amagnétique (région 2), et/ou ferromagnétique (région 4). Où Ω représente le domaine d'étude. Les conditions aux limites sont présentées par Γ_L .

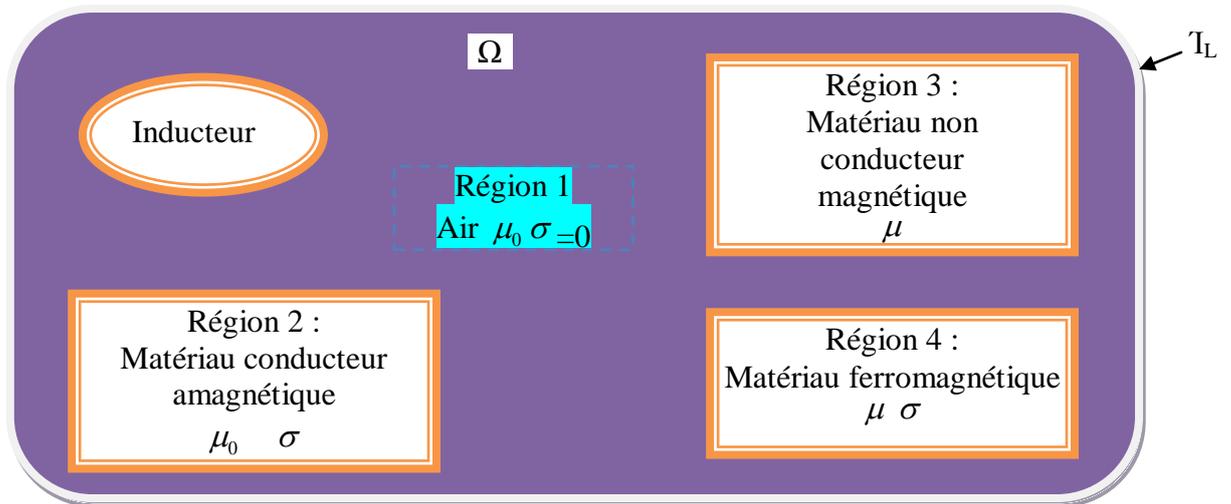


Fig. 2.2 Schéma de principe pour un modèle électromagnétique

2.4 Courants de Foucault à travers les équations de Maxwell

2.4.1 Mise en équations

L'ensemble des phénomènes électromagnétiques est régi par les équations de Maxwell. Celles-ci constituent un système d'équations aux dérivées partielles qui lient les phénomènes magnétiques aux phénomènes électriques. Ces équations sont les suivantes :

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J}_s + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{Théorème d'Ampère-Maxwell} \quad (2.1)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Loi de Faraday} \quad (2.2)$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad \text{Théorème de Gauss} \quad (2.3)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad \text{Loi de conservation de flux} \quad (2.4)$$

Où ∂_t symbolise la dérivée partielle par rapport au temps. Dans ces équations, apparaît ρ [3], qui représente la densité volumique de charges électriques (C/m^3) et deux types de champs de vecteurs :

- Les champs d'intensité :

$$\vec{E} \text{ Champ électrique (V/m),}$$

\vec{H} Champ magnétique (A/m).

- Les densités de flux :

\vec{D} Induction électrique (C/m²),

\vec{B} Induction magnétique (Wb/m² ou T),

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

L'équation (2.1) est une généralisation de la loi d'Ampère, $\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J}_s$. Elle constitue avec (2.2) les équations dites de couplage électromagnétique, alors que les équations (2.3) et (2.4) constituent les équations dites de conservation. L'utilisation directe des équations de Maxwell pour la résolution des problèmes en électromagnétisme est parfois déconseillée, puisque nous devrions prendre en compte ces quatre équations différentielles simultanément. Les deux types de champs de vecteurs sont liés par les relations constitutives, dites lois de comportement, décrivant les caractéristiques des matériaux. Sans elles, le système (2.1-2.4) serait indéterminé. Elles sont données généralement sous les formes suivantes :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.5)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.6)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.7)$$

Où, μ et σ peuvent être soit des scalaires, modélisant le comportement de matériaux isotrope, soit des tenseurs qui permettent de tenir compte des effets d'anisotropie, [11].

La relation entre l'induction magnétique \vec{B} et le champ magnétique \vec{H} peut être non linéaire. Pour assurer l'unicité de la solution du système d'équations (2.1) à (2.7), il est nécessaire d'ajouter trois types de conditions: les conditions aux limites, les conditions de continuité ainsi que les jauge, [15].

2.4.2 Conditions aux limites

Pour un domaine Ω de frontière Γ , avec \vec{n} un vecteur unitaire normal pour une variable u , il existe deux conditions:

- Condition de Dirichlet homogène $u \cdot \vec{n} = 0$
- Condition de Neumann homogène $\frac{\partial u}{\partial n} = 0$

2.4.3 Conditions de continuité

Lors du passage d'un milieu à un autre, les champs électromagnétiques subissent des discontinuités. Cependant, il est possible de définir des conditions de passage des champs entre deux milieux. Considérons deux milieux Ω_1 et Ω_2 ayant des propriétés physiques différentes et séparés par une interface Σ comme le montre la Figure (2.3). Les conditions traduisant la continuité des champs à l'interface Σ sont alors définies par les relations suivantes:

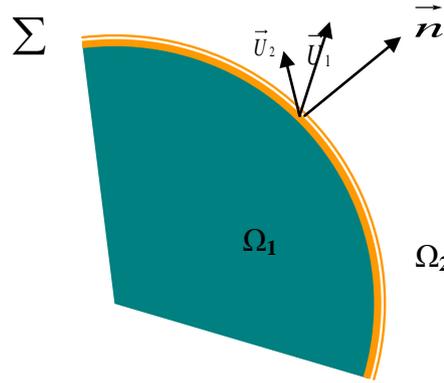


Fig. 2.3 Interface entre deux milieux différents

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

$$\vec{E}_1 \wedge \vec{n} = \vec{E}_2 \wedge \vec{n} \quad (2.8)$$

Continuité de la composante normale du vecteur d'induction magnétique \vec{B}

$$\vec{B}_1 \wedge \vec{n} = \vec{B}_2 \wedge \vec{n} \quad (2.9)$$

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

$$\vec{H}_1 \wedge \vec{n} - \vec{H}_2 \wedge \vec{n} = \vec{J}_s \quad (2.10)$$

Discontinuité de la composante normale du vecteur induction électrique \vec{D} en présence de charges superficielles ρ_s :

$$\vec{n}(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \rho_s \quad (2.11)$$

Où \vec{n} : Vecteur normal à la surface de séparation entre les deux milieux Ω_1 et Ω_2 .

\vec{J}_s : Densité surfacique d'une nappe de courant entre les deux milieux.

L'ensemble des équations, précédemment présentées, décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques, mais dans la plupart des cas, nous ne pouvons pas les résoudre directement [7].

Suivant la forme des dispositifs, certains phénomènes deviennent négligeables. Par conséquent, les équations se simplifient pour donner lieu à des modèles plus simples.

2.4.4 Hypothèses simplificatrices

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

- Les applications de CND par CF que nous envisageons de modéliser se placent dans le cadre de la magnétodynamique basse fréquence en régime quasi-stationnaire, et en conséquence le courant de déplacement est négligeable $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \vec{0}$.
- Le courant d'alimentation est souvent supposé produit par un générateur de courant parfait et sa valeur doit être connue. Ainsi la quantité $\sigma \vec{E}$ peut être décomposée en une partie imposée \vec{J}_s (densité de courant source) et une partie due au champ électrique induit, pour la quelle on gardera la notion de $\sigma \vec{E}$ qui exprime uniquement la densité des courants de Foucault, [2].
- La densité surfacique de courant entre les deux milieux est nulle ($\vec{j}_s = 0$) ;
- La densité volumique de charge est considérée nulle ($\rho_s = 0$) ;

Avec les hypothèses ainsi formulées, les équations de Maxwell à résoudre deviennent:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_s \quad (2.12)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.13)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (2.14)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.15)$$

Avec les relations constitutives suivantes :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \quad (2.16)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.17)$$

L'induction magnétique rémanente, peut être considérée comme nulle ($\vec{B}_r = 0$) dans le cas où le système ne contient pas d'aimant permanent ou de matériau ferromagnétique.

2.5 Formulation électromagnétique

Nous avons défini les équations de Maxwell, les propriétés des matériaux, les conditions aux limites, les conditions de jauges ainsi que les hypothèses simplificatrices nécessaires pour résoudre un tel problème d'électromagnétisme, il nous faut désormais établir une formulation sous la forme d'une équation aux dérivées partielles qui régit les champs dans l'ensemble du domaine. L'établissement et la résolution du système d'équation lié à notre travail doit nous permettre de calculer l'impédance du capteur différentiel en présence de la pièce à inspecter. Pour ce faire, l'utilisation de potentiels pour la résolution de problème électromagnétique et plus réponde, [11]. Deux familles de formulations peuvent être mises en évidence.

- Formulations basées sur le champ électrique (**E, A-V**)
- Formulation basées sur le champ magnétique (**H-Φ, T-Ω**)

2.5.1 Formulations basées sur le champ électrique E

La formulation en champ électrique s'obtient en faisant la dérivée de l'équation Maxwell-Ampère (2.1) par rapport au temps, tout en supposant que la perméabilité est invariante par rapport au temps (cas des matériaux linéaires), la formulation s'écrit :

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\mu} (\text{rot } \vec{E}) \right] + \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \vec{0} \quad (2.18)$$

2.5.2 Formulation en A-V

D'après l'équation de la conservation de flux (2.4), l'induction magnétique \vec{B} dérive d'un potentiel magnétique \vec{A} [17] tel que :

$$\vec{B} = \text{rot} (\vec{A}) \quad (2.19)$$

Lorsque cette équation est remplacée dans (2.13), on obtient :

\vec{A} est le potentiel vecteur magnétique

$$\text{rot} \left[\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right] = \vec{0} \quad (2.20)$$

Un potentiel électrique v peut être déterminé à partir de l'équation (2.20), qui est donné par la relation ci-après :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = - \overrightarrow{\text{grad}} (v) \Leftrightarrow \vec{E} = - \overrightarrow{\text{grad}} (v) - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (2.21)$$

La combinaison de l'équation (2.16) et (2.20) nous permet d'écrire :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} = \vec{J}_s - \sigma \left[\overrightarrow{\text{grad}} v + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right] \quad (2.22)$$

Finalement la formulation magnétodynamique en potentiel vecteur magnétique et en potentiel scalaire électrique s'écrit :

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\mu} \text{rot} (\vec{A}) \right] + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \overrightarrow{\text{grad}} v = \vec{J}_s \quad (2.23)$$

L'unicité du potentiel doit être assurée par l'utilisation d'une jauge. En A-V la jauge de Coulomb semble être la plus efficace.

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad (2.24)$$

2.5.3 Formulation en H

La combinaison des équations (2.12) et (2.16) conduit directement à l'équation à résoudre :

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\sigma} \text{rot} (\vec{H}) \right] + \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = 0 \quad (2.25)$$

Aucune condition de jauge n'est nécessaire pour assurer l'unicité de champ magnétique lorsque les conditions aux limites sont adéquates, [14].

2.5.4 Formulation en potentiels vecteur électrique et scalaire magnétique T-Φ

Comme la densité de courant induite est à divergence nulle ($div \vec{J} = 0$), un potentiel vecteur électrique, noté \vec{T} , peut être introduit, [17] tel que :

$$\vec{J} = rot \vec{T} \quad (2.26)$$

Comme pour la formulation A-V, l'unicité de la solution nécessite l'introduction d'une jauge (Jauge de Coulomb par exemple); ce qui donne l'expression ci-dessous :

$$rot \left[\frac{1}{\sigma} rot \vec{T} \right] + \mu \frac{\partial}{\partial t} \left[\vec{T} - \overrightarrow{grad} \Phi \right] = 0 \quad (2.27)$$

En fonction de la dimension et de la complexité du problème à traiter, le choix d'une formulation dépend principalement des ressources informatiques, de mise en œuvre et de précision. Les formulations vérifiant au sens fort les équations de Maxwell sont les formulations duales (E, H) qui admettent une solution unique pour des conditions aux limites adéquates et ne nécessitent pas de jauge, [6].

2.5.5 Comparaison entre les formulations

Le Tableau 2.1 récapitule une comparaison entre les formulations les plus populaires dans le CND-CF, [15].

Tableau 2.1 Comparaison entre les formulations les plus populaires dans le CND-CF, [15]

Formulation	Potentiels régions non conductrices	Potentiels régions conductrices	Avantages	Inconvénients
$\vec{A} \ V - \vec{A}$	$\vec{A}_x, \vec{A}_y, \vec{A}_z, V$	$\vec{A}_x, \vec{A}_y, \vec{A}_z, V$	Pas de problèmes régions multiples identiques	Nombres d'inconnues importants
$\vec{T} - \Phi$	Φ	$\vec{T}_x, \vec{T}_y, \vec{T}_z, \Phi$	Faible temps de calcul – Réduction inconnues	Problèmes de Régions multiples

2.6 Méthodes de résolution

La compréhension des phénomènes physiques mis en jeu dans le domaine du CND par CF permet d'élaborer un modèle mathématique qui pourra prédire la réponse de la sonde en fonction des paramètres de la cible, qui doivent être connus. Ce modèle est basé sur la résolution des équations de Maxwell, cette résolution peut être analytique ou numérique selon la complexité de la configuration.

2.6.1 Méthodes Analytiques

Dans des configurations géométriques simplifiées ou les matériaux sont homogènes et isotropes il est possible de calculer la solution mathématique exacte analytiquement. Les méthodes analytiques permettent d'obtenir des résultats très précis avec une grande rapidité de temps de calcul en présence des outils informatiques puissants, [3]. L'inconvénient de ces méthodes réside dans la difficulté de la prise en compte des géométries complexes.

À titre d'exemple, on peut citer les travaux de Dodd et Deeds qui ont procédé à des solutions directes des équations différentielles; ces travaux sont basés sur une technique d'intégration reposant sur la séparation des variables qui permettent de résoudre des problèmes à symétrie de révolution dans le cas des coordonnées cylindriques. On peut citer comme exemple parmi d'autres le cas d'une bobine à air axisymétrique de section rectangulaire située au-dessus de deux couches métalliques de longueurs infinies parallèles de matériaux différents, Figure (2.4).

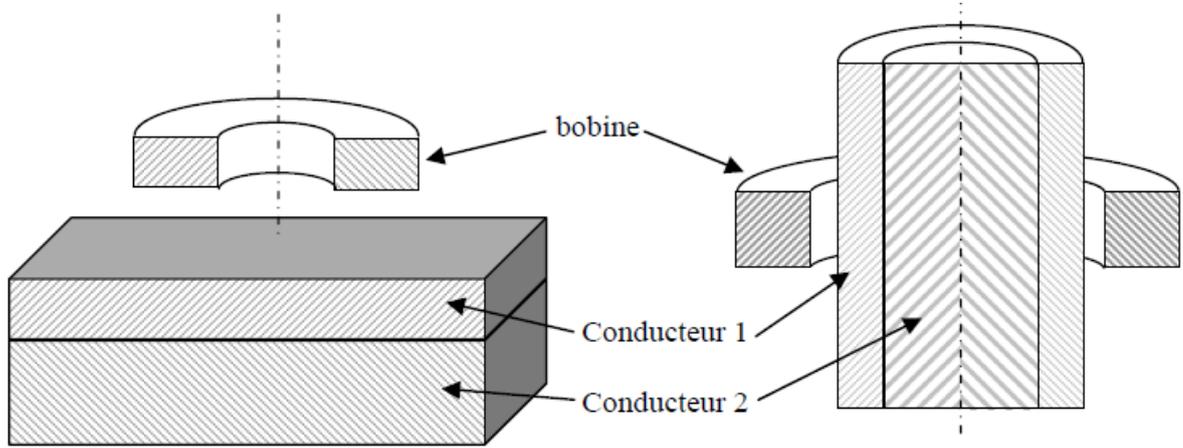


Fig. 2.4 Géométrie traitée par Dodd et al.

Le travail de Dodd et *al.*, consiste essentiellement à résoudre l'équation suivante :

$$\nabla(\nabla\vec{A}) - \nabla^2\vec{A} = -\mu\sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} + \mu\vec{J}_s \quad (2.28)$$

Où \vec{A} est le potentiel vecteur magnétique et \vec{J}_s la densité de courant d'excitation. Le problème étant supposé à symétrie axiale, il est plus confortable de travailler dans un repère de coordonnées cylindriques. Aussi, grâce à cette axisymétrie, le potentiel vecteur magnétique A et la densité de courant \vec{J}_s peuvent s'écrire:

$$\vec{A} = A(r, z)\vec{e}_\theta \quad (2.29)$$

$$\vec{J} = J(r, z)\vec{e}_\theta \quad (2.30)$$

En choisissant une condition de jauge convenable telle que $\nabla A = 0$ et en considérant un courant d'excitation sinusoïdal, nous pouvons écrire l'équation (2.28) comme suit :

$$\frac{\partial^2 A(r, z)}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial A(r, z)}{\partial r} + \frac{\partial^2 A(r, z)}{\partial z^2} - \frac{\partial A(r, z)}{r^2} = -\mu J(r, z) + j\omega\sigma\mu A(r, z) \quad (2.31)$$

Dans les régions qui ne sont pas parcourues par la densité de courant $J(r, z)$, la solution générale de (2.31) se met sous la forme suivante, [15] :

$$A(r, z) = \int_0^\infty [A_i e^{\alpha_i z} + B_i e^{-\alpha_i z}] [C_i J_1(\alpha r) + D_i Y_1(\alpha r)] d\alpha \quad (2.32)$$

Avec : $\alpha_i = \sqrt{\alpha^2 + j\omega\sigma_i\mu_i}$

Les paramètres μ_i et σ_i sont respectivement la perméabilité magnétique et la conductivité électrique dans la région i .

J_1 et Y_1 représentent respectivement les fonctions de Bessel de premier ordre et de première et seconde espèce.

A_i , B_i , C_i et D_i sont des coefficients à déterminer grâce aux conditions aux limites et aux conditions de passage.

Une autre configuration a été traitée. Elle est constituée d'une bobine à air qui est placée en dessus d'un plan conducteur homogène et isotrope, de grande dimension devant le rayon de la bobine. L'axe de la bobine est perpendiculaire au plan, ce qui implique qu'on y ait devant une configuration axisymétrique, comme le montre la Figure (2. 5).

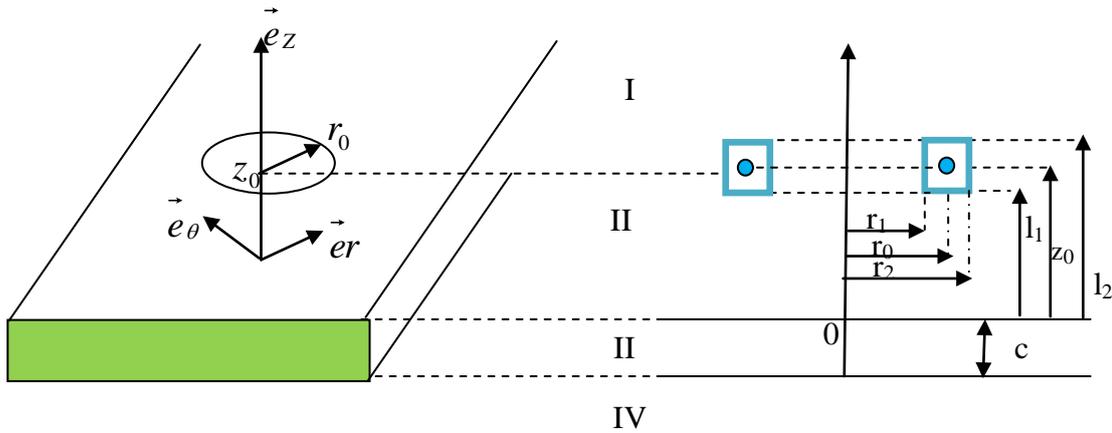


Fig. 2.5 Géométrie de la spire au dessus d'une plaque

Ce problème a été également traité analytiquement ; il consiste à résoudre l'équation suivante. En fonction des paramètres géométriques et physique en coordonnées cylindrique, la composante azimutale du potentiel vecteur magnétique ne dépend que des coordonnées r et z , soit

$$A(r, z) = A_\theta(r, z)e_\theta$$

$$\frac{\partial^2 A_\theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_\theta}{\partial r} + \frac{\partial^2 A_\theta}{\partial z^2} - \frac{\partial A_\theta}{r^2} - j\omega\sigma\mu A_\theta + \mu I \delta(r - r_0) \delta(z - z_0) = 0 \quad (2.33)$$

Le dernier terme correspond à la spire élémentaire de courant qui est nul en dehors des coordonnées $r = r_0$, $z = z_0$ et $\theta \in [0, 2\pi]$. On aura donc à déterminer la solution particulière de l'équation:

$$\frac{\partial^2 A_\theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_\theta}{\partial r} + \frac{\partial^2 A_\theta}{\partial z^2} - \frac{\partial A_\theta}{r^2} - j\omega\sigma\mu A_\theta = 0 \quad (2.34)$$

La solution générale de cette équation est donnée par :

$$A(r, z) = \int_0^\infty [A_i(\alpha_i) e^{-\alpha_i z} + B_i(\alpha_i) e^{\alpha_i z}] [C_i \psi(\alpha r) + D_i Y_1(\alpha r)] d\alpha \quad (2.35)$$

$$\alpha_i = \sqrt{\alpha^2 + j\omega\sigma_i \mu_i}$$

Finalement, la formule de l'impédance d'une spire circulaire de section rectangulaire, placée au dessus d'une plaque conductrice, sera déterminée par, [16].

$$Z = \frac{2\pi\omega\mu n^2}{(l_2 - l_1)^2 (r_2 - r_1)^2} \int_0^{+\infty} \left[\frac{1}{\alpha^5} \psi_1^2 (r_2 - r_1) K(\alpha) \right] d\alpha \quad (2.36)$$

Une troisième configuration est obtenue à partir du modèle de Dodd et Deeds, Luquire et al. et Cheng et al. [16], qui s'intéressent aux modèles multicouches. Dans ce modèle, la bobine est intercalée entre deux plans conducteurs multicouches. Le potentiel vecteur magnétique peut être exprimé comme suit :

$$A_\theta(r, z) = \iint G(r, z; r_0, z_0) J(r_0, z_0) dr_0 dz_0 \quad (2.37)$$

Où $G_0(r, z; r_0, z_0)$ est la fonction de Green pour une spire élémentaire de courant situé en (r_0, z_0) qui conduit à l'équation :

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} - \frac{1}{r^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - j\omega\sigma\mu \right] G(r, z; r_0, z_0) = -\mu \delta(r - r_0) \delta(z - z_0) \quad (2.38)$$

Tel que, pour chaque région i , une fonction de Green est donnée par :

$$G(r, z; r_0, z_0) = \int_0^{+\infty} \left[B_i(\alpha_i) e^{-\alpha_i z} + C_i(\alpha) e^{\alpha_i z} \right] \psi(\alpha r) d\alpha \quad (2.39)$$

Les constantes B_i et C_i sont déterminées par les conditions de passage d'une région à une autre et à partir des conditions aux limites, [17]. Le vecteur magnétique est défini sous une forme matricielle, et à partir du quel l'impédance de la bobine sera déterminée.

D'autres travaux développés en dehors des travaux de Dodd et Deeds sont ceux Theodoulidis qui proposent une solution de type analytique pour des problèmes caractérisés par une bobine avec noyau magnétique en dessus d'une pièce plane, encore un demi-espace conducteur excité par une bobine cylindrique qui peut avoir une orientation quelconque par rapport au plan, où le calcul de la réponse d'un défaut en bord de pièce.

Citons aussi les travaux menés par Sabbagh et al ; [5], où la modélisation de l'interaction entre une bobine entourant un noyau en ferrite (homogène et isotrope), au dessus d'un demi-plan conducteur a été développée. La résolution a été ainsi faite analytiquement où les intégrales sont calculés par la méthode des moments, [5].

Cependant, ces solutions analytiques ou semi-analytiques sont très avantageuses en précision et en temps de calcul, mais ne permettent pas de traiter des géométries complexes. Une alternative, en particulier lorsque qu'aucun calcul analytique n'est possible, est alors de mettre en œuvre des méthodes numériques.

Les méthodes numériques présentent l'avantage de pouvoir prendre en compte des configurations de contrôle non destructif très générales, comprenant des géométries quelconque de pièce, de défauts et de capteurs. Parmi ces inconvénients majeurs, on cite le temps de calcul et la consommation très importante de ressources informatiques liée aux maillages complets des pièces considérées [18], qui, selon le problème traité, peuvent être de dimensions élevées. Parmi les méthodes numériques existantes, on peut citer la méthode des différences finis, éléments de frontières (MEF), méthode des intégrales de frontières (MIF), méthode des circuits couplés (MCC), méthode des volumes finis (MVF) et la méthode des éléments finis (MEF). Toutes ces

méthodes présentées traitent les problèmes de CND-CF, [21] directement. En revanche, lorsqu'on possède les données nécessaires de la plaque, et on cherche par exemple l'impédance du capteur, ou bien si on a des données expérimentales et on cherche à estimer ou à optimiser un paramètre telles que la conductivité, la profondeur de défaut ou autres, on fera recours au problème inverse en utilisant en l'occurrence les réseaux de neurones ou les algorithmes génétiques.

2.6. 2 Méthode des différences finies

La méthode des différences finies, historiquement la première [20], consiste à discrétiser le domaine étudié par un réseau de points à mailles rectangulaires et à remplacer les opérateurs différentiels par des opérateurs de différences entre les valeurs de l'inconnue en différents points voisins. La Figure (2.6) montre le maillage par les différences finies, soit le carré suivant :

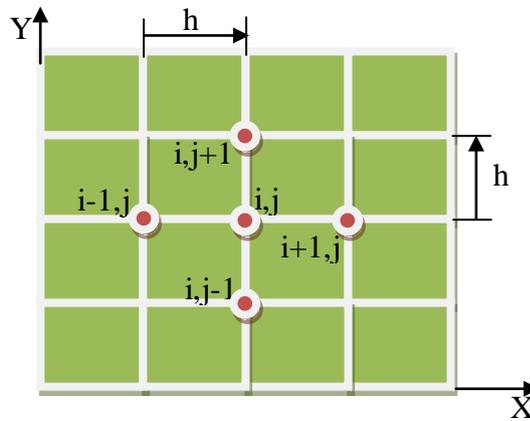


Fig. 2.6 Maillage par les différences finies

Si on cherche l'approximation des dérivées aux points (i, j) , on aura [20] :

$$\left[\frac{\partial A}{\partial x} \right]_{i,j} = \frac{A_{i+1} - A_{i-1}}{2h}$$

$$\left[\frac{\partial A}{\partial y} \right]_{i,j} = \frac{A_{i,j+1} - A_{i,j-1}}{2h}$$

$$\left[\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} \right]_{i,j} = \frac{A_{i+1} - 2A_{i,j} - A_{i-1}}{2h^2}$$

$$\left[\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right]_{i,j} = \frac{A_{i,j+1} - 2A_{i,j} - A_{i,j-1}}{2h^2}$$

Ce qui permet de déduire l'expression du Laplacien donnée par :

$$\begin{aligned} (\Delta A)_{i,j} &= \left[\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} \right] + \left[\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right] = \frac{A_{i+1} - 2A_{i,j} + A_{i-1}}{2h^2} + \frac{A_{i,j+1} - 2A_{i,j} + A_{i,j-1}}{2h^2} \\ (\Delta A)_{i,j} &= \frac{A_{i+1,j} + A_{i-1,j} + A_{i,j+1} + A_{i,j-1} - 4A_{i,j}}{h^2} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Les approximations par les 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

est 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, [21].

2.6.3 Méthode des éléments de frontières

La méthode des éléments de frontières repose sur la méthode plus générale des équations intégrales. Les équations aux dérivées partielles sont remplacées par des équations intégrales. Les fonctions de Green, noyaux de ces intégrales, représentent la réponse due à une source ponctuelle (réponse impulsionnelle) dans le contexte de la géométrie étudiée, [22]. La difficulté de leur détermination limite l'application de cette méthode à des géométries canoniques.

2.6.4 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 [22] ; elle ne nécessite pas un maillage volumique ni des matériaux ni de l'espace. 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, [21]. Cette méthode peut être intéressante pour l'étude des structures tridimensionnelles [10], ou lorsque l'air ou les milieux passifs occupent une grande partie du domaine d'étude. Cependant, cette méthode a l'inconvénient de conduire à un système algébrique à matrice pleine sans termes nuls. Ceci augmente le temps utilisateur, donc le coût de calcul.

2.6.5 Méthode des circuits couplés

Le modèle développé sur la base des circuits couplés est proposé dans le domaine du chauffage par induction par Delage et Ernst [9]. L'inducteur (sans ferrite) et la charge sont discrétisés en spires concentriques à l'intérieur desquelles la densité de courant est supposée constante.

Le système ainsi défini forme un réseau de résistances, inductances et mutuelles couplées qui sont calculées de manière analytique. La résolution du système d'équations permet de déterminer la différence de potentiel aux bornes de la bobine ainsi que la répartition de la densité de courant dans l'ensemble du système, on peut ainsi connaître la valeur de l'impédance de la bobine en présence de la charge, ainsi que la puissance injecter dans la charge, Depuis son apparition cette méthode ne cesse pas d'être étendue pour des applications en électromagnétisme notamment le chauffage par induction et le contrôle non destructif par courants de Foucault.

- En 1987 *Ernst et al.* utilisaient cette méthode pour modéliser un inducteur muni d'un pot en ferrite en utilisant les courants fictifs, [9].
- En 2006 *Maouche et al.* étendaient cette méthode pour le cas des systèmes de CND-CF sans et avec défauts axisymétriques, [1].
- En 2007 *Doirat* avait pris en compte l'effet de peau et de proximité au sein d'une bobine muni d'un pot en ferrite, [9].
- En 2014 *Bouchala et al.* avait étendu cette méthode à la modélisation d'un défaut conducteur et une bobine entourant une ferrite tout en considérant l'effet de la ferrite, [1].

2.6.6 Méthode des volumes finis

Le domaine est divisé en un nombre finis d'éléments de volume entourant le point P [19]. L'équation est intégrée sur chaque élément. Dans cette méthode, contrairement à la MDF, la variation linéaire de l'inconnue peut être remplacée par d'autres fonctions d'interpolation. On peut alors approximer par sous domaines en fonction de la variation de la grandeur, en y choisissant une interpolation convenable, pour le problème à deux dimensions. Le principe de la méthode des volumes finis (MVF) est basé sur le calcul de la forme intégrale de l'équation EDP, comme dans le cas de la loi de Gauss pour le champ électrostatique et la loi d'Ampère pour la magnéto-statique. Donc, on note une signification physique de la méthode plus explicite que dans le cas des autres méthodes numériques. La grande simplicité de sa mise en œuvre a fait que la MVF a connu un essor depuis les années quatre vingt. Considérons un domaine Ω dans lequel un champ U , scalaire ou vectoriel, est la solution de l'équation EDP suivante :

$$\mathcal{L}(U) = H \quad (2.41)$$

Où \mathcal{L} est un opérateur différentiel et H est une fonction connue appelée terme source. La solution de l'équation (2.3) par la méthode des volumes finis [20], consiste d'abord à découper le domaine Ω en volumes élémentaires D_i ($i = 1, 2, \dots$). En effet, pour un problème donné, l'élément de maillage hexaédrique est supérieur par rapport aux autres éléments en termes de temps de calcul et de précision. La résolution numérique basée sur la MVF consiste à intégrer l'équation (Ampère-Maxwell) qui sera défini dans le prochain chapitre dans chaque volume élémentaire dans lequel le champ U est approximé par la fonction linéaire, [2]:

$$\int_{D_i} \mathcal{L}(U) = \int_{D_i} F \quad (2.42)$$

La méthode des volumes finis peut être vue comme une méthode de résidus pondérés dans laquelle les fonctions de poids sont égales à l'unité, [20].

La résolution de telle équation EDP pour un problème d'électromagnétique par la méthode des volumes finis consiste, dans un premier temps, à découper la géométrie du domaine d'étude en volumes élémentaires D_p délimité par les facettes e , w , n et s , entourées par les volumes voisins qui sont représentés par les nœuds E, W, N et S, comme l'illustre la Figure (2.7).

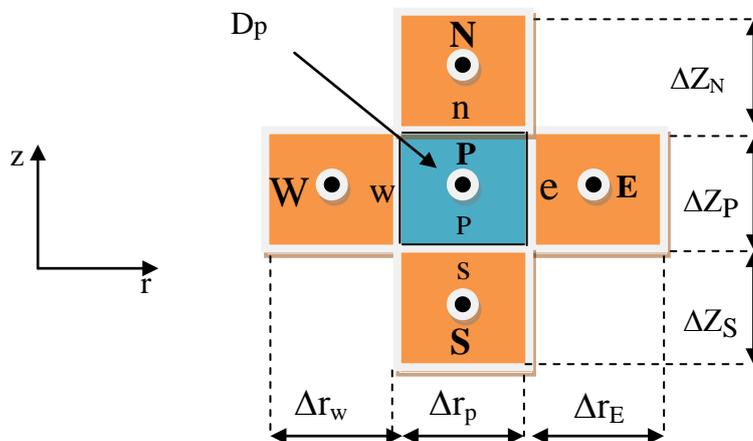


Fig. 2.7 Domaine d'étude D_p pour volume finis

La deuxième étape de la méthode de volume finis consiste à intégrer l'équation du système électromagnétique considéré dans le domaine D_p , où l'intégration par partie a été employée, L'idée de base de la MVF consiste à considérer une variation linéaire du potentiel à travers les facettes e et w suivie d'une dérivée sur la facette w , [2], finalement on obtient la solution du système sous forme algébrique.

2.6.7 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis occupe une grande place dans la modélisation des phénomènes physiques pratiquement dans tous les domaines (électriques, magnétiques, thermiques,...). Contrairement à la MDF, les éléments finis s'adaptent bien aux géométries complexes, ils permettent d'améliorer considérablement la précision de calcul par la prise en compte des différents types de fonctions d'interpolations des variables. La méthode consiste à mailler l'espace en régions élémentaires dans lesquelles on représente la grandeur recherchée par une approximation polynomiale, [7].

Le maillage peut être constitué de triangles ou de rectangles aux sommets desquels on recherche les valeurs de l'inconnue qui est généralement le potentiel magnétique en supposant que, dans ce domaine, l'inconnue varie linéairement en fonction des coordonnées. La méthode conduit à des systèmes algébriques de grande taille, et par conséquent nécessite une mémoire importante des calculateurs. L'avantage de s'adapter aux géométries complexes et la prise en considération des non linéarités ont fait que la méthode des éléments finis soit très utilisée en électromagnétisme (résolution des équations de Maxwell) [6] bien qu'elle soit difficile à mettre en œuvre puisqu'elle requiert une grande capacité de mémoire et un temps de calcul important, [15].

2.6.7.1 Principe de la méthode des éléments finis

Pour résoudre numériquement une EDP, nous utilisons dans ce travail la méthode des éléments finis. Les origines de cette méthode remontent aux années 50 lorsque les ingénieurs l'utilisèrent pour simuler des problèmes de mécanique, [9]. Depuis, son champ d'application s'est considérablement étendu. Aujourd'hui, il existe un nombre important de logiciels commerciaux et académiques qui utilisent la méthode des éléments finis comme outil de simulation dans un large spectre de domaines (mécanique, thermique, électromagnétisme ...), [10].

Le principe de cette méthode repose sur deux points fondamentaux. D'une part, la formulation d'un problème approché par la méthode de Galerkin ; d'autre part, la construction d'un espace d'approximation de dimensions finies. Cette démarche permet d'approcher des fonctions définies sur le domaine d'étude en maillant ce dernier puis en choisissant sur chaque maille une combinaison linéaire de fonctions d'interpolation (polynomiales par exemple). La méthode des éléments finis nécessite, avant tout :

- La transformation de la formulation initiale (dite formulation forte) du problème à résoudre en une autre formulation (dite formulation faible) dont l'ordre de dérivation est plus faible, [7]. Cette phase correspond à la mise sous forme variationnelle du

problème d'EDP. Dans cette dernière formulation, le problème est posé dans un espace de dimension infinie.

- La deuxième étape de la méthode consiste à poser un problème analogue en dimension finie, à partir d'un maillage du domaine où est définie l'EDP.

2.6.7.2 Formulation variationnelle

La méthode variationnelle 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'un fonctionnel type intégral défini par, [15] :

$$F(A) = \int_{\Omega} L \, d\Omega \quad (2.43)$$

L : est la fonction de Lagrange résultante de la coénergie 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 potentiel)

Ω : représente le domaine d'étude.

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 [11] qui consiste à écrire :

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_i} = 0 \quad (2.44)$$

Où

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_1} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_3} = \dots \dots \dots \frac{\partial F(A)}{\partial A_N} = 0$$

Avec

N : Nombre de nœud du domaine.

A_i : L'inconnue au nœud i du domaine.

2.6.7.3 Méthode des résidus pondérés

a. Principe de la méthode

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 :

$$L(U_{ex}) = f_v \quad \text{sur } \Omega \quad (2.45)$$

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

$$U = \sum_{i=1}^n a_i p_i(x) \quad (2.46)$$

$a_i (i = 1, 2, 3, \dots, n)$, représentent les paramètres de l'approximation.

$p(x)$ i sont des fonctions polynomiales ou trigonométriques linéairement indépendantes connues.

Lorsqu'on remplace U_{ex} par U approchée dans la relation (2.45), nous commettons une erreur dite résidu R qui est défini par :

$$L(U) - f_v \neq 0 \quad (2.47)$$

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 :

$$\int_{\Omega} B_i R \, d\Omega = 0 \quad (2.48)$$

β_i sont des fonctions de pondération indépendantes, et leurs choix conduit à plusieurs méthodes, [8]:

- 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, [11].
- 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, [7].
- 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.

Pour résoudre un problème axisymétrique en coordonnées cylindrique utilisant la méthode de Galerkin qui consiste à choisir les fonctions de pondération β_i égales aux fonctions d'interpolation α_i [2], nous aboutissons à la formulation suivante :

$$\iint_{\Omega} \nu \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} \right) \frac{drdz}{r} + \iint_{\Omega} \sigma \alpha_i \frac{\partial A}{\partial t} = \iint_{\Omega} \alpha_i J_s \frac{drdz}{r} \quad (2.49)$$

D'autre part, on a :

$$A = \sum_{j=1}^N \alpha_j A_j \quad (2.50)$$

Enfin nous arrivons à la formulation matricielle suivante :

$$[M][A] + [L] \frac{\partial}{\partial t} [A] = [F] \quad (2.51)$$

Telle que :

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} \nu \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial r} \frac{\partial \alpha_j}{\partial r} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial z} \frac{\partial \alpha_j}{\partial z} \right) \frac{drdz}{r} \quad (2.52)$$

$$L_{ij} = \iint_{\Omega} \sigma \alpha_i \alpha_j \frac{drdz}{r} \quad (2.53)$$

$$F_{ij} = \iint_{\Omega} \alpha_i J_s \frac{drdz}{r} \quad (2.54)$$

Où : $i = 1, \dots, N$ et $j = 1, \dots, N$.

La résolution du système linéaire nous permet de connaître le potentiel magnétique vecteur dans chaque nœud, [10].

2.6.7.4 Maillage éléments finis

On décompose l'ensemble du domaine Ω en n sous domaines Ω_e (éléments), Figure (2.8), cette décomposition est quelconque à la seule restriction que les frontières réelles doivent toujours coïncider avec les frontières des éléments. Ensuite, on définit N nœuds du domaine où l'on doit chercher une bonne approximation de la grandeur A . On approche la fonction inconnue au moyen d'une interpolation généralement polynomiale en fonction de l'inconnue A_i sur les nœuds. C'est une approximation nodale par sous domaines Ω_e du domaine Ω , qui permet de choisir les fonctions d'interpolations (α_i) différentes sur chaque sous domaine, [1].

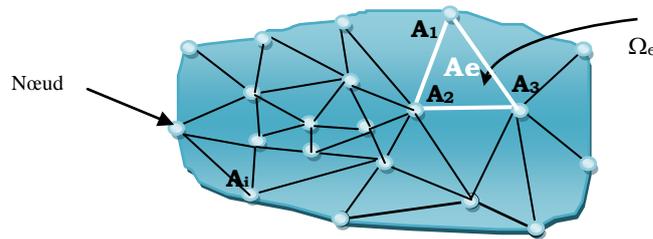


Fig. 2.8 Maillage éléments finis

$$A_e = \sum_{i=1}^N \alpha_i^e A_i^e \quad (2.55)$$

En utilisant l'expression approchée de A , on cherche à satisfaire l'équation différentielle du départ (par exemple l'équation magnétodynamique). Chaque formulation aboutit toujours à un système d'équations linéaires ou non linéaires à résoudre par des méthodes directes ou itératives.

2.7 Outils pour la résolution des problèmes inverses CND-CF

La connaissance de la forme du défaut est un paramètre très important pour l'ingénieur, afin de lui permettre de décider de l'avenir de la pièce. La plupart des méthodes de CND ne nous renseignent pas beaucoup sur la forme du défaut, [21]. Actuellement il y a une forte demande pour une caractérisation plus quantitative que qualitative des défauts. Dans ce cas, on parle plus souvent d'une évaluation non destructive ou du problème inverse, généralement difficile à résoudre.

Une difficulté pratique de l'étude des problèmes inverses est qu'elle demande souvent une bonne connaissance du problème direct [18], ce qui se traduit par le recours à une grande variété de notions tant physiques que mathématiques. Il existe toutefois quelques techniques qui possèdent un domaine d'applicabilité étendu tels que : la méthode des réseaux de neurones, qui nécessite pas une grande connaissance de ces notions. Une méthode que nous allons mettre en œuvre, afin de satisfaire aux besoins d'une évaluation non destructive, [23].

2.7.1 Réseaux de neurones

Les études sur les réseaux de neurones artificiels (RNA) datent depuis les années 1940. Grâce aux développements des recherches sur le cerveau et la disponibilité des outils de simulation, les chercheurs étudièrent des ensembles de neurones formels interconnectés, [23]. Ces réseaux, déjà développés à l'époque, permettaient d'effectuer quelques opérations logiques simples. Jusqu'aux années 1980, la recherche était freinée par la limitation théorique du perceptron. Peu après cette époque, Hopfield lança de nouveau en 1982 la recherche dans ce domaine après avoir montré l'analogie entre les RNA et les systèmes physiques.

Les RNA sont des assemblages fortement connectés d'unités de calcul. Ils ont la capacité de mémorisation, de généralisation et surtout d'apprentissage qui est le phénomène le plus important, [24].

Les principales qualités des réseaux de neurones sont leur capacité d'adaptabilité et d'auto-organisation et la possibilité de résoudre des problèmes non-linéaires avec une bonne approximation, [18].

2.7.2 Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques ont été largement utilisés en association avec la méthode des éléments finis pour l'optimisation des systèmes électromagnétiques. Ces algorithmes sont basés sur le principe de la sélection naturelle, [15].

Les algorithmes génétiques étant basés sur des phénomènes biologiques, il convient de rappeler au préalable quelques termes de génétique.

Les organismes vivants sont constitués de cellules, dont les noyaux comportent des chromosomes qui sont des chaînes d'ADN. L'élément de base de ces chromosomes (le caractère de la chaîne d'ADN) est un gène. Sur chacun de ces chromosomes, une suite de gènes constitue une chaîne qui codifie les fonctionnalités de l'organisme (la couleur des yeux etc.). La position d'un gène sur le chromosome est son locus.

Les algorithmes génétiques (AG) sont des algorithmes de recherche d'extremum et basés sur les mécanismes de sélection naturelle, [20]. Ils agissent sur un ensemble de créatures artificielles qui représentent des configurations industrielles. Cet ensemble est appelé une population. Chaque créature ou individu la constituant est associé à une valeur d'une fonction, appelée fonction objectif, dont on veut obtenir la valeur maximum. Les AG utilisent uniquement cette fonction pour l'optimisation, en aucun cas sa dérivée. Les individus sont codés sous la forme d'une chaîne de longueur définie avec un alphabet particulier. Nous utiliserons l'alphabet binaire (0, 1). Le nombre de caractères utilisés pour le codage définit la résolution sur chaque individu.

A partir d'une première population d'individus choisis de manière aléatoire, l'AG génère de nouveaux individus de telle sorte qu'ils soient plus "performants" que leurs prédécesseurs. L'AG utilise des outils tels que la reproduction, le croisement et la mutation. Ces outils sont basés sur des processus aléatoires. La reproduction est une opération dans laquelle la probabilité de survie d'un individu est liée à la valeur de la fonction objective qui lui est associée. Le croisement et la

mutation permettent d'introduire de manière aléatoire de nouvelles informations au niveau des individus et ainsi, de tester de nouvelles configurations

2.7.2 .1 Reproduction.

Une nouvelle population est générée avec le même nombre d'individus. Soit f , la valeur de la fonction objectif associée au $j^{\text{ème}}$ individu, f_{som} la somme des valeurs de cette fonction et f_{moy} sa valeur moyenne, on peut utiliser plusieurs procédures pour procéder à la reproduction:

- On utilise le rapport f_j/f_{som} pour réaliser une roulette pondérée où chaque individu occupe une surface proportionnelle au rapport précédent. Cette roulette est ensuite utilisée pour définir les individus participant à la prochaine population.
- On utilise le rapport f_j/f_{moy} , dans un premier temps, on reproduit chaque individu (partie entière (f_j/f_{moy})) fois. Puis, la population est complétée par tirage au sort en associant à chaque individu une probabilité P_{select} :

$$P_{\text{select}} = \left(\frac{f_j}{f_{\text{moy}}} - \text{partie entière} \left(\frac{f_j}{f_{\text{moy}}} \right) \right) \quad (2.56)$$

2.7.2.2 Croisement

Après la reproduction, les individus sélectionnés participent au processus de croisement, [15]. Tout d'abord, ils sont appariés au hasard. Puis, chaque paire est croisée avec une probabilité P_{crois} . Si le croisement doit avoir lieu, la position de celui-ci est sélectionnée de manière aléatoire. Si m est la longueur des chaînes représentant les individus et k la position du croisement, deux nouvelles chaînes sont créées en permutant tous les caractères situés entre la position $k+m$ et la position m .

2.7.2.3 Mutation

Chaque gène des individus de la population $P''(G_1)$ peut subir une mutation avec une probabilité fixée notée P_m . L'opérateur de mutation agit donc en modifiant aléatoirement un ou plusieurs gènes d'un individu. La valeur du gène muté est remplacée par une autre appartenant au même domaine de variation. On considère les individus choisis aléatoirement, parmi les individus de la population $P''(G_1)$, qui sont soumis à l'opérateur de mutation. Pour chacun de ces individus, on choisit également aléatoirement des gènes qui vont subir une modification.

2.7.2.4 Avantages des algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques se caractérisent par les avantages suivants :

- Utilisation d'un codage des paramètres, et non des paramètres eux-mêmes,
- Travail sur une population de points, au lieu d'un point unique,
- Utilisation des seules valeurs de la fonction à optimiser, et non de leurs dérivées ou d'une autre connaissance auxiliaire,
- Utilisation de fonctions de transition probabilistes et non déterministes.

2.8 Evaluation scientifiques de cette technique dans le domaine de CND-CF

Les algorithmes génétiques sont plus répons actuellement dans le domaine CND-CF surtout pour l'inversion ou l'optimisation d'un ou de plusieurs paramètres CND. Parmi les travaux réalisés nous pouvons citer :

ELC 1995 : avait introduit les AG, pour la mesure de l'entrefer de revêtement entre deux couches ;

Zaoui 2008 : avait introduit les AG, pour la détermination du profil d'une fissure en 3D.

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation des problèmes électromagnétiques liés aux équations de Maxwell dans le domaine CND-CF a été présentée, les différentes formulations en champ électrique et magnétique ont été illustrées, ainsi que les méthodes de résolution des problèmes direct et inverse ont été abordées. Il apparaît que la méthode des éléments finis est la plus populaire pour la résolution des problèmes CND-CF. Ce chapitre englobe aussi les techniques d'estimation et d'optimisation à savoir les réseaux de neurones et les AG pour la résolution des problèmes inverses. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de l'influence des caractéristiques d'un défaut conducteur sur le signal d'un capteur différentiel.

Chapitre Trois

ETUDE DE L'INFLUENCE DES CARACTERISTIQUES D'UN DEFAUT CONDUCTEUR SUR LE SIGNAL D'UN CAPTEUR A COURANTS DE FOUCAULT EN MODE DIFFERENTIEL

ETUDE DE L'INFLUENCE DES CARACTERISTIQUES D'UN DEFAUT CONDUCTEUR SUR LE SIGNAL D'UN CAPTEUR A COURANTS DE FOUCAULT EN MODE DIFFERENTIEL

3.1 Introduction

La technique de courants de Foucault est l'une des techniques préférées pour l'inspection des matériaux conducteurs. Cette technique est l'une des plus utilisées pour l'inspection rapides des pièces conductrices, des tubes et des barres, car elle ne nécessite pas de contact entre la pièce à tester et le capteur, [17]. La présence d'un défaut modifie la trajectoire des courants induits, et altère le flux magnétique dont l'amplitude et la distribution dépend de la position et la forme du défaut. L'évaluation non destructive est une discipline de pointe qui est nécessaire pour la détection et l'évaluation des caractéristiques géométriques et physiques dans la structure d'un matériau en utilisant des capteurs à courants de Foucault. Ces capteurs peuvent travailler en mode absolu ou différentiel pour détecter une grande variété de défauts, [25].

La majorité des travaux scientifiques dans la littérature considérant le contrôle non destructif par courants de Foucault, traite la détection de défaut apparaissant dans les matériaux comme perte de matière (fissure, vacuole ...), [14]. Cependant, d'autres défauts peuvent apparaître sans perte de matière, [27], [28]. On cite à titre d'exemple: les petites inclusions, petites brûlures et microsoudures. D'autre part, même si le défaut apparaît avec une perte de matière, de plus en plus des matériaux polluants peuvent se déposer dans l'endroit affecté, [27, 28]. En effet, le volume du défaut initial sera complètement ou partiellement rempli par ces matériaux polluants conducteurs qui peuvent être le siège de courants induits. Si ce phénomène n'est pas pris en considération dans la modélisation de ces systèmes de CND-CF, il va conduire à un écart significatif entre les résultats expérimentaux et théoriques, [1], [27], [28].

Dans ce chapitre nous allons mettre en évidence l'effet de ce phénomène sur la signature du défaut. Par ailleurs, nous étudions l'effet des paramètres géométriques et physiques tels que la profondeur, la longueur et la conductivité électrique du défaut sur la réponse du capteur. Le type de capteur utilisé, pour étudier la détection, travaille en mode différentiel, car ce dernier à l'avantage de détecter des micros fissures et permet d'éliminer l'effet de la température ainsi que celui de lift-off.

3.2 Modèle géométrique et description

Différentes structures de capteurs inductifs sont disponibles pour détecter une large variété de défauts. En général, ces capteurs ou sondes captent les défauts avec une grande sensibilité lorsque les courants induits dans la pièce sous test sont fortement altérés. Les capteurs de type pancake sont formés de bobines dont l'axe est perpendiculaire à la surface de la pièce à tester. Ces capteurs sont destinés pour l'inspection des objets plats, [29].

En effet, les courants induits dans la cible sont des circonférences parallèles à la surface. Quand une fissure pénétrante se produit sur la surface, le courant est fortement modifié et la fissure peut être détectée. Cependant, ces types de sondes ne sont pas convenables pour les défauts parallèles à la surface car les courants induits ne sont pas fortement déformés.

Par ailleurs, on rencontre aussi le capteur différentiel qui est le plus adaptée pour l'inspection des tubes et barreaux. Ces sondes sont utilisées communément pour tester des barres ou tubes soit de l'extérieur ou de l'intérieur. Ces capteurs sont très sensibles aux discontinuités parallèles à l'axe des tubes et barreaux dont lesquels les courants induits circulent dans des circonférences de sens opposé à celui du courant d'excitation. Ils sont très sensibles aussi à la variation de température.

3.2.1 Modèle géométrique

La Figure (3.1) représente une configuration géométrique axisymétrique. Cette dernière inclut un capteur différentiel alimenté en courant sinusoïdale et une pièce massive affectée par un défaut.

Le capteur différentiel est constitué de deux bobines qui génèrent deux flux opposés comme le montre la Figure. (3.1). Les deux bobines sont mises en opposition l'une de l'autre pour assurer une tension totale nulle. Les capteurs différentiels ont l'avantage de détecter des défauts de petites dimensions comme les microsoudures, petites inclusion et permettent aussi d'éliminer l'effet de la température et l'effet de lif-off.

Les deux bobines génèrent deux champs magnétiques dans deux sens opposés, chaque bobine est fabriquée par le cuivre de conductivité 59.6MS/m. La Figure (3.1) représente la géométrie de l'ensemble capteur plaque, chaque bobine est constituée de 70 spires, et de largeur de 0.6mm pour chacune, et une hauteur de 1.2 mm respectivement.

D'autre part, la cible à inspecter est un tube plein avec une conductivité de 1 MS, et d'épaisseur de 4mm. Le défaut de conductivité non nulle est positionné au milieu du tube. Il a une longueur de 1 mm et une profondeur variable entre 0.5 et 2.5mm, [45].

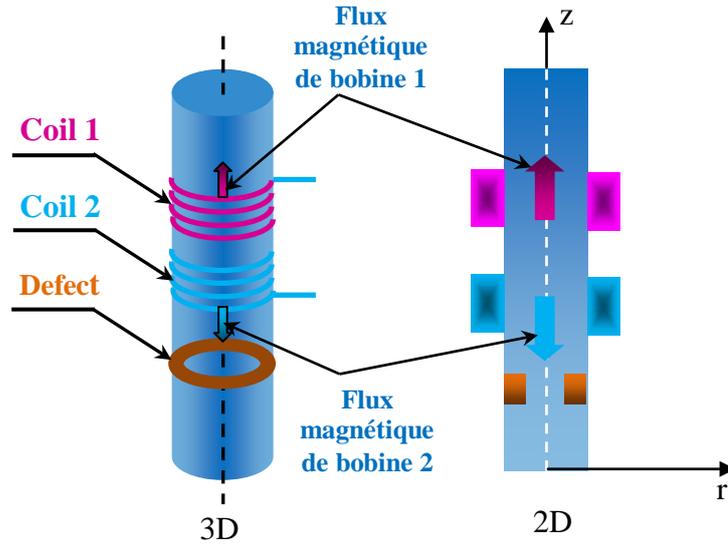


Fig. 3.1 Représentation de la géométrie du capteur différentiel en 3D et 2D

3.3 Modèle magnétodynamique

Dans une configuration axisymétrique (coordonnées cylindriques (r, θ, z)), la formulation utilisant le potentiel vecteur magnétique offre l'intérêt suivant : Lorsque le courant d'excitation est orienté suivant la direction θ , le système présente une seule inconnue qui est la composante azimutale suivant l'axe θ (\vec{A}_θ) du vecteur \vec{A} . Sur la base de ces considérations et en reprenant la formulation décrite dans le chapitre 2, par l'équation (2.23), seul le potentiel vecteur magnétique apparaît et la formulation se réduit au modèle simple axisymétrique suivant :

$$-\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} - \frac{A}{r^2} \right) + j\omega\sigma A = J_s \quad (3.1)$$

Avec : $A = rA_\theta$

Cette dernière expression représente une équation magnétodynamique, pour un régime sinusoïdal et comme la géométrie à étudier possède une symétrie de révolution le domaine d'étude peut être réduit à la moitié, où le potentiel magnétique vecteur peut être déterminé en utilisant les conditions aux limites. Le système à étudier est constitué de la cible, le domaine d'étude qui est de l'air, le défaut ainsi que le capteur. Chaque domaine peut être représenté par son équation magnétodynamique.

3.3.1 Equation dans la cible

En utilisant comme variable d'état le potentiel vecteur magnétique, [26], l'équation dans le matériau sous test est la suivante :

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\mu_0} \text{rot}(\vec{A}) \right] = \sigma_p \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (3.2)$$

Où σ_p représente la conductivité de la cible (barre).

3.3.2 Equation dans le capteur

Le capteur est la seule source du champ d'excitation, son équation est exprimée comme, [15] :

$$\operatorname{rot} \left[\frac{1}{\mu} \operatorname{rot}(\vec{A}) \right] = \vec{J}_s \quad (3.3)$$

3.3.3 Equation dans l'air

Le potentiel vecteur magnétique dans l'air est exprimé par l'équation de Laplace suivante, [26] :

$$\operatorname{rot}[\operatorname{rot}(\vec{A})] = 0 \quad (3.4)$$

La plus part des modèles étudiés supposent que le défaut c'est de l'air qui introduit directement dans l'équation (3.4), certains études publiées des travaux liés à la conductivité et supposent que la conductivité de défaut est liée à la pièce à tester. Shao et al, [30] présentent une méthode de reconstruction de profile de la conductivité pour les différentes données de l'impédance, mais pour notre travail ce n'est pas le cas, le défaut est supposé comme étant un volume fini qui a une conductivité différente de celle gouvernant la cible (barre).

3.3.4 Equation dans le défaut conducteur

Les facteurs qui exercent une influence sur la conductivité électrique sont la température, l'alliage et les contraintes résiduelles qui sont liées à la structure atomique. Pour cette raison, nous considérons les défauts et les hétérogénéités comme une modification locale de la conductivité électrique dans la zone testée. Etant donné la relation entre cette grandeur et les courants induits, la technique de CND-CF est exploitée pour la détection des impuretés, petites brulures et microsoudures, où l'équation représentative du défaut est donnée comme suit, [31], [32].

$$\operatorname{rot} \left[\frac{1}{\mu} \operatorname{rot}(\vec{A}) \right] = \sigma_d \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (3.5)$$

Où σ_d représente la conductivité de défaut.

3.4 Etapes de résolutions du système magnétodynamique par la MEF

La méthode des éléments finis est la méthode la plus populaire, [33] utilisée en domaine du contrôle non destructif CND, elle est basée sur la transformation des équations aux dérivées partielles en un système d'équation algébriques.

D'une façon générale, la modélisation des différents systèmes de CND-CF par la MEF inclut les étapes suivantes:

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

La méthode variationnelle a été employée pour résoudre l'équation (3.1), cette méthode nécessite

la connaissance a priori de la fonctionnelle de l'énergie celle-ci est donnée par, [34 - 36]:

$$W(A) = \iint_S \left[\frac{1}{2\mu} \left(\left| \frac{\partial A}{\partial z} \right|^2 + \left| \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{A}{r} \right|^2 \right) + j\sigma\omega |A|^2 \right] r dr dz \quad (3.6)$$

Où S représente le domaine d'étude.

La résolution du problème variationnelle ainsi défini, revient à minimiser la fonctionnelle de l'énergie $W(A)$. La minimisation est effectuée en utilisant le principe de RAYLIGH-RITS, [37], ce qui nous permet d'écrire:

$$\frac{\partial W(A)}{\partial A_i} = 0, \quad i = (1, 2, 3) \quad (3.7)$$

Où :

$$\frac{\partial W(A)}{\partial A_1} = \frac{\partial W(A)}{\partial A_2} = \frac{\partial W(A)}{\partial A_3} = \dots \dots \dots \frac{\partial W(A)}{\partial A_N} = 0 \quad (3.8)$$

Où N représente le nombre de nœuds du domaine d'étude et A_i est l'inconnue aux nœuds i du domaine.

Après réarrangement des différentes équations, on aboutit à un système d'équation algébrique linéaire du potentiel vecteur magnétique dans chaque nœud dont la forme matricielle est la suivante, [37- 40]:

$$\{[K]_e + j[L]_e\}[A]_e = [F]_e \quad (3.9)$$

L'équation (3.9), est appelée matrice élémentaire de l'élément e, ces éléments étant combinés dans les N ordre complexes pour donner des grosses matrices comme suit:

$$\{[K] + j[L]\}[A] = [F] \quad (3.10)$$

Telles que :

$$K_{ij} = \iint_{\Omega} \nu \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial r} \frac{\partial \alpha_j}{\partial r} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial z} \frac{\partial \alpha_j}{\partial z} \right) \frac{dr dz}{r} \quad (3.11)$$

$$L_{ij} = \iint_{\Omega} \sigma \alpha_i \alpha_j \frac{dr dz}{r} \quad (3.12)$$

$$F_{ij} = \iint_{\Omega} \alpha_i J_s \frac{dr dz}{r} \quad (3.13)$$

Où : $i = 1, \dots, N$ et $j = 1, \dots, N$.

La résolution du système linéaire (3.10) nous permet de connaître le potentiel magnétique vecteur dans chaque nœud. La méthode d'élimination de Gauss a été appliquée au système (3.10) dans le cas axisymétrique. Une fois le potentiel vecteur magnétique est déterminé dans chaque nœud, les autres grandeurs telles que les pertes joules, l'énergie magnétique, les courants induits et l'impédance peuvent être aussi calculées.

3.5 Calcul de l'impédance

Comme l'obtention des courants de Foucault n'est pas directement accessible expérimentalement. Donc le passage par la mesure ou le calcul d'autres grandeurs (potentiel vecteur magnétique, le champ électriques, l'impédance) est nécessaire.

Plusieurs expressions de l'impédance ont été formulées et développées dans le domaine de contrôle non destructif par courants de Foucault. Parmi elles citons :

3.5.1 Calcul de l'impédance à travers des énergies électromagnétiques et des pertes joules

La variation d'impédance peut être déterminée en calculant l'énergie magnétique emmagasinée W_m dans tout l'espace d'étude et les pertes Joule P_J [41-43], définies par les relations suivantes:

$$W_m = \frac{1}{2} \iiint_V \frac{1}{\mu} |\vec{B}|^2 .dv \quad (3.14)$$

$$P_J = \frac{1}{2} \iiint_{\text{Conducteur}} \frac{1}{\sigma} |\vec{J}|^2 dv \quad (3.15)$$

Connaissant W_m et P_J , nous pouvons accéder facilement à la résistance R et à la réactance X , équivalentes du capteur [43]. Les expressions reliant la résistance aux pertes Joule, et la réactance de l'énergie magnétique sont données par les relations suivantes, [41 - 46].

$$R = \frac{1}{I^2} P_J \quad (3.16)$$

$$X = \frac{2\omega}{I^2} W_m \quad (3.17)$$

Avec I et ω représentent respectivement le courant d'excitation parcourant la bobine et sa pulsation.

3.5.2 Calcul de l'énergie électromagnétique de la bobine

On peut calculer la variation de l'impédance par la détermination de l'énergie électromagnétique de la bobine constituant le capteur. Cette variation est donnée par la formule ci-après, [43].

$$I^2 \Delta Z = - \int_{\Omega_s} (\vec{E} - \vec{E}_0) . \vec{J}_s d\Omega_s \quad (3.18)$$

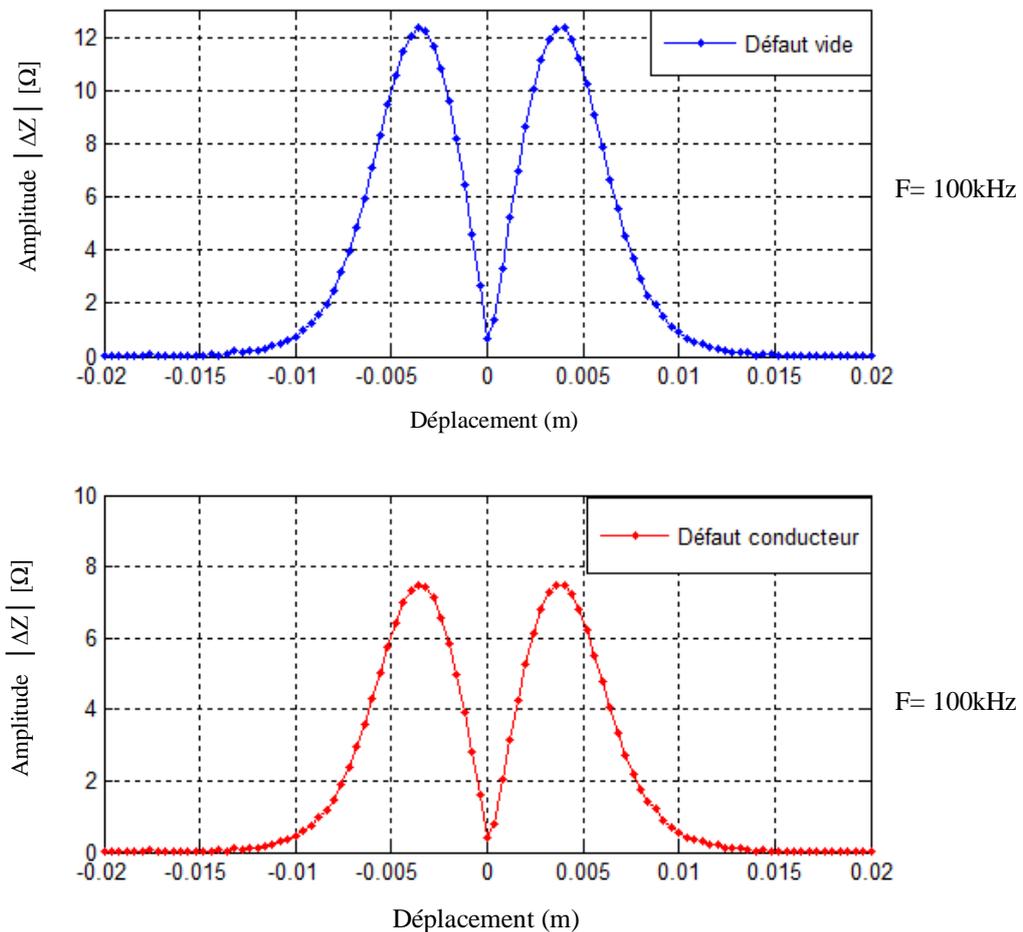
Avec:

\vec{E} et \vec{E}_0 représentent les champs électrique respectivement en présence et en absence de la fissure. I est l'intensité du courant parcourant la bobine et Ω_s représente le volume occupé par la bobine. Dans notre travail, l'impédance totale du capteur différentiel est calculée en utilisant la formule des énergies électromagnétiques et les pertes joules. Les différentes étapes de la méthode des éléments finis ainsi que le calcul d'impédance sont résumés sur l'organigramme suivant dont le déplacement est pris en considération.

3.6 Résultats de simulation

Avant d'aborder le problème du défaut conducteur, nous pouvons représenter une application sous forme d'une comparaison entre un défaut manque de matière (vide), qui est caractérisé par une profondeur de 1.5mm, sous une fréquence d'excitation de 100 kHz. Ce type de défaut a été traité en utilisant un capteur en mode différentiel par plusieurs auteurs, [6], [42], [45], [46], et un défaut conducteur de mêmes caractéristiques et sous même fréquence mais avec une conductivité différente de celle du défaut manque de matière tel que, $\sigma_d = \frac{1}{3}\sigma_p$. Les résultats de simulation sous Matlab de la variation d'impédance ΔZ , ΔR et ΔX dans les deux cas sont illustrés par les figures suivantes:

3.6.1. Evaluation de ΔZ pour un défaut vide $\sigma = 0$ et défaut conducteur pour une profondeur 1.5mm, à une fréquence 100kHz



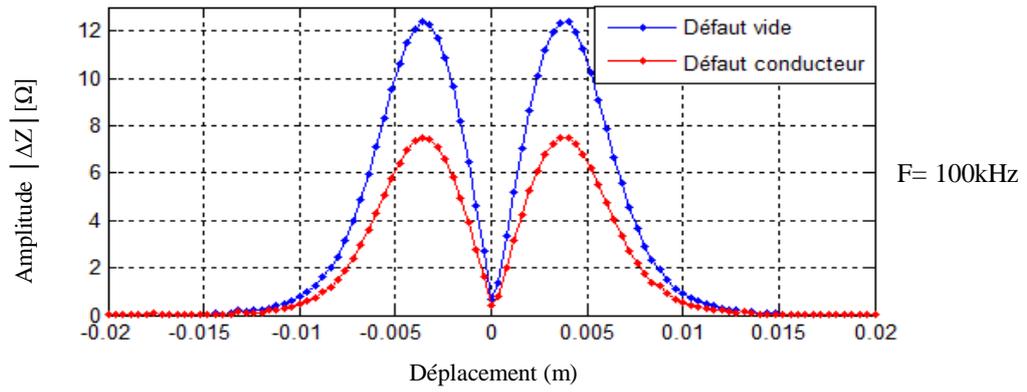


Fig. 3.3 Evaluation de l'amplitude de l'impédance du capteur pour une fréquence de 100 kHz de deux défauts manque de matière et défaut conducteur

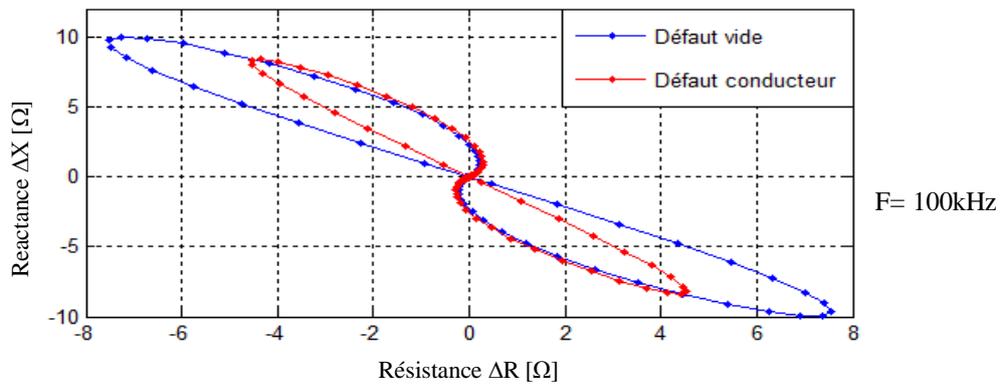
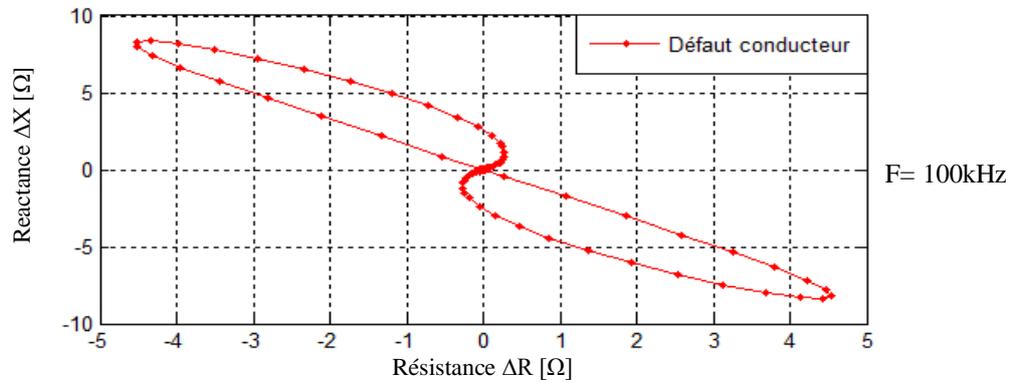
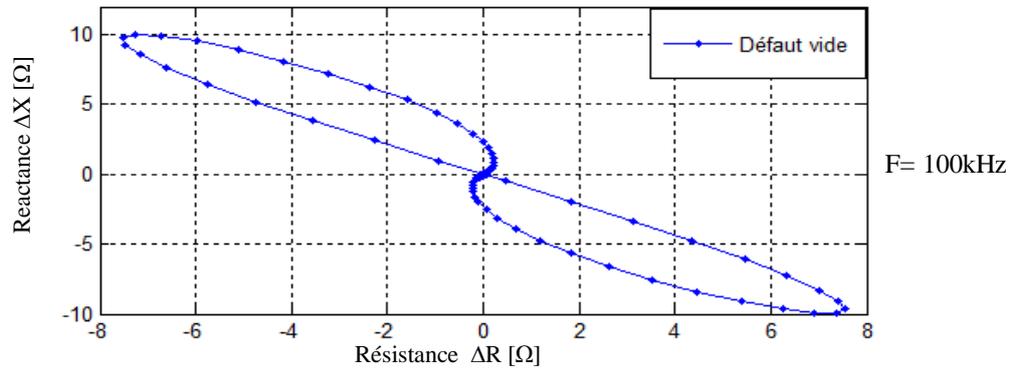


Fig. 3.4 Evaluation de la résistance et de la réactance du capteur pour une fréquence de 100kHz pour un défaut manque de matière et un défaut conducteur

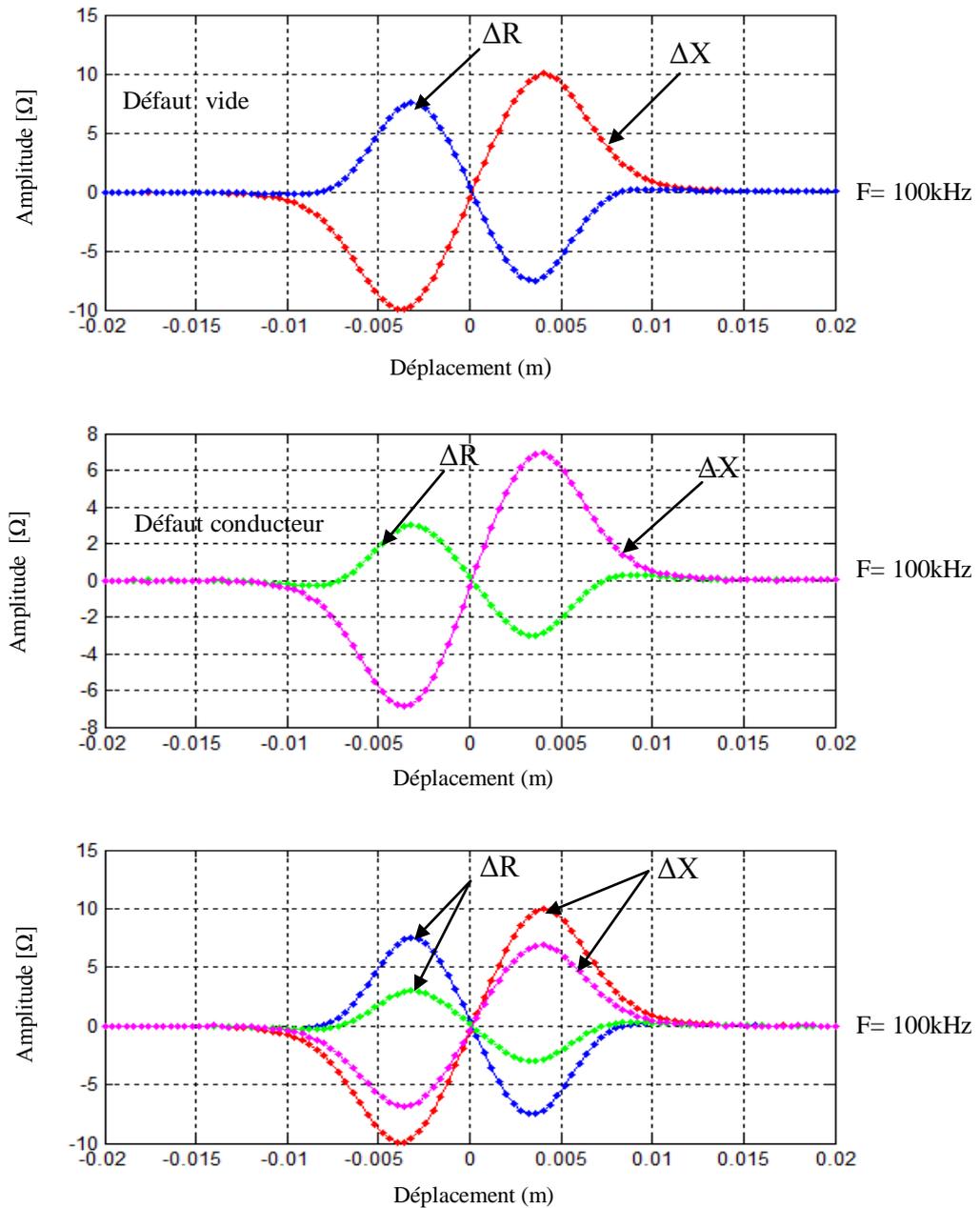


Fig. 3.5 Evaluation de la résistance et la réactance du capteur pour une fréquence de 100 kHz pour un défaut manque de matière et un défaut conducteur

Nous notons que le signal correspondant aux variations de la réactance est plus intense que celui correspondant aux variations de la résistance.

3.6.2 Effet des dimensions de la fissure sur le signal CF

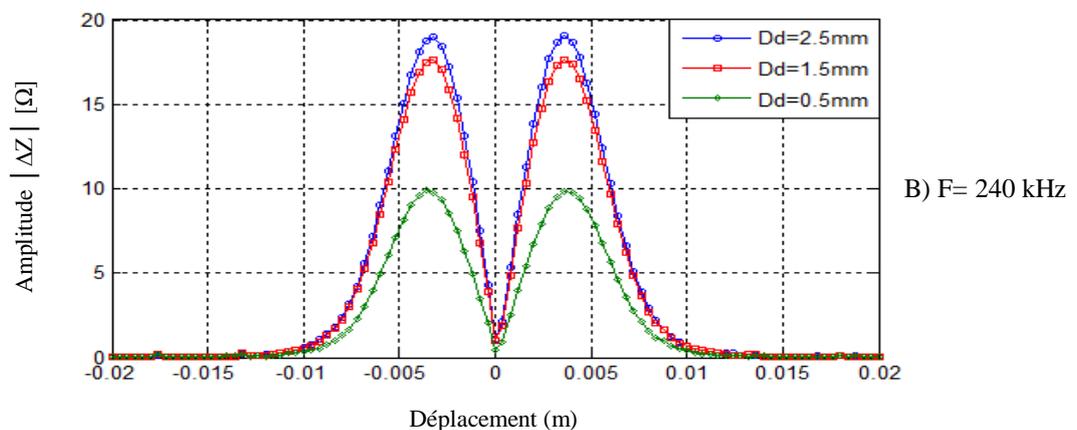
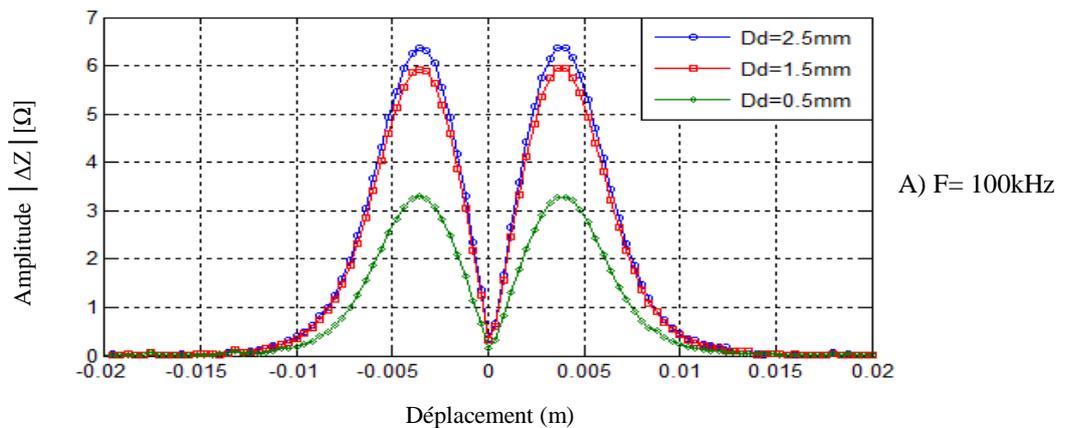
L'étude de l'effet des dimensions de la fissure sur le signal CF peut nous permettre de classer les défauts à partir des signaux recueillis au niveau du capteur. D'autre part, cela nous permettra de mieux comprendre l'effet et la contribution de chaque paramètre dans l'impédance de capteur. Cette contribution est déterminante pour la connaissance des paramètres accessibles par l'approche inverse, [1]. En effet, si l'on opère par une variation sur un paramètre d'entrée du modèle direct et que cela n'entraînera qu'une faible variation du résultat du calcul, alors il semble difficile en étudiant la réponse du modèle de «remonter» à la valeur du paramètre. Par

contre, si une variation d'un paramètre d'entrée s'accompagne d'une modification significative de la réponse, alors on dira que celle-ci est «sensible» à ce paramètre et qu'il est envisageable d'estimer le paramètre en question. La qualité de l'estimation sera d'autant meilleure que la sensibilité de la réponse à ce paramètre est forte. Il est indispensable d'analyser les sensibilités de la réponse aux différents paramètres qui interviennent dans la simulation numérique. Ainsi, il sera possible de 'prévoir' quels seront les paramètres identifiables par cette procédure.

Le modèle développé précédemment sera exploité pour l'étude de la variation des caractéristiques géométriques (longueur, profondeur) et physiques (conductivité) d'un défaut conducteur, pour trois fréquences différents ; $F = 100\text{kHz}$, 240kHz et 500kHz , [47]. Les paramètres de défaut considérés sont la longueur L_d , la profondeur D_d et la conductivité σ_d . Pour montrer les effets de ces paramètres sur la réponse du capteur, nous étudions :

1. L'effet de la profondeur du défaut conducteur pour trois fréquences : A) $F=100\text{kHz}$, B) $F=240\text{kHz}$, C) $F=500\text{kHz}$ sur la réponse du capteur différentiel.
2. L'effet de la longueur du défaut conducteur pour trois fréquences : A) $F=100\text{kHz}$, B) $F=240\text{kHz}$, C) $F=500\text{kHz}$.
3. L'effet de la conductivité électrique pour trois fréquences : A) $F=100\text{kHz}$, B) $F=240\text{kHz}$, C) $F=500\text{kHz}$.

3.6.3 Effet de la profondeur du défaut conducteur



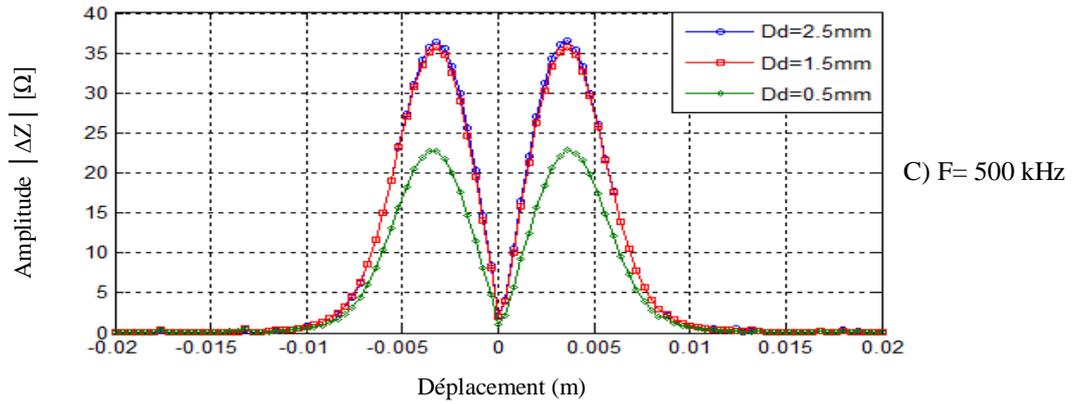


Fig. 3.6 Evaluation de l'impédance du capteur pour la variation de la profondeur de défaut, A) F=100kHz, B) F=240kHz et C) F=500kHz

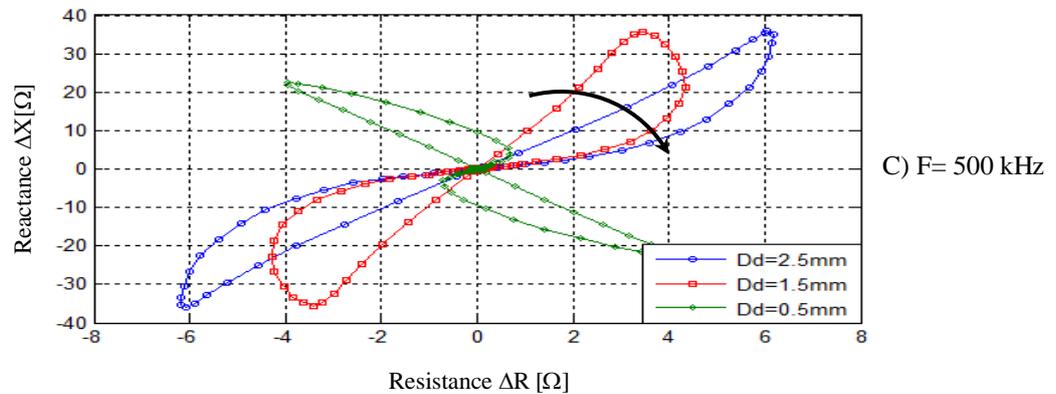
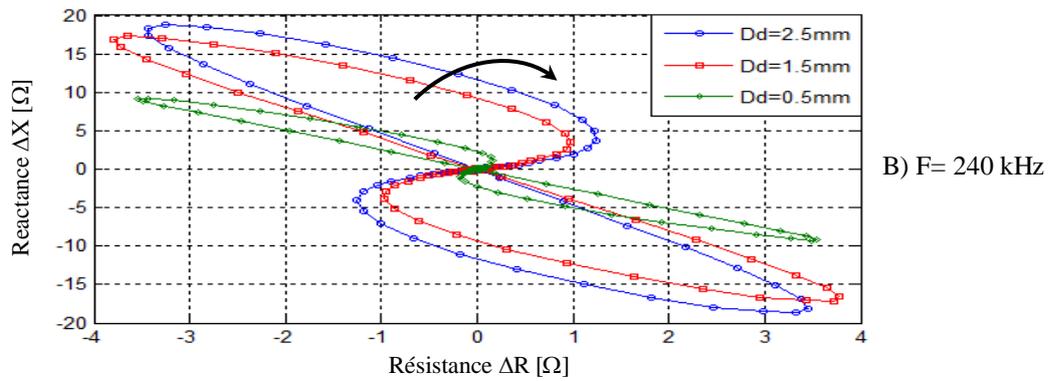
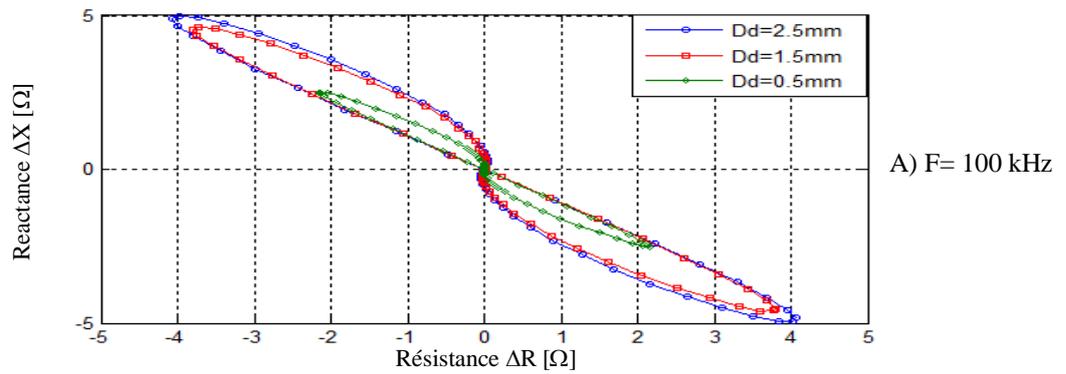


Fig. 3.7 Signature du défaut pour trois profondeurs D_d , A) F=100kHz, B) F=240kHz et C) F=500kHz

3.6.4 Effet de la longueur du défaut conducteur

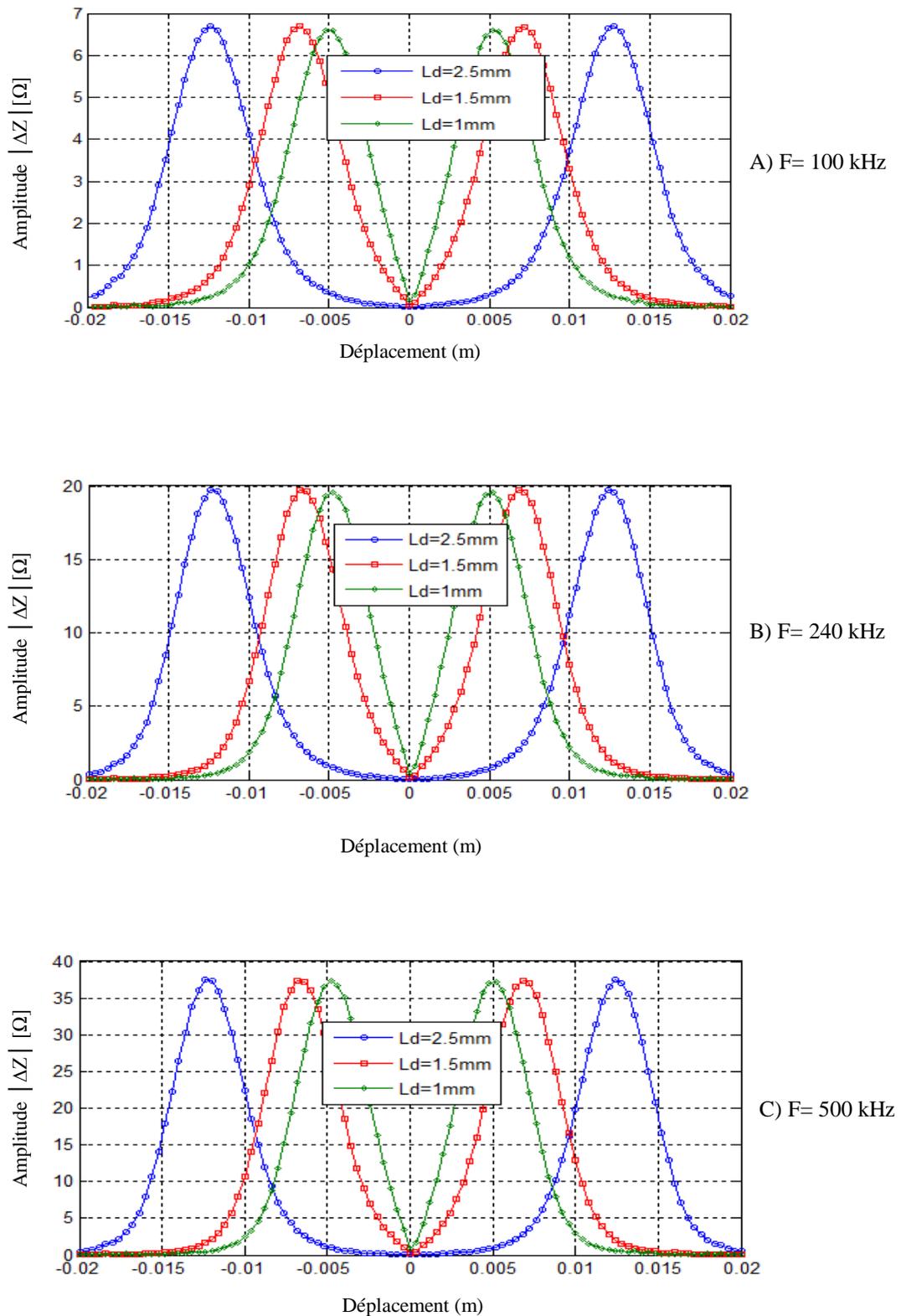


Fig. 3.8 Evaluation de l'impédance du capteur pour la variation de la longueur L_d de défaut
 A) $F=100$ kHz, B) $F=240$ kHz et C) $F=500$ kHz

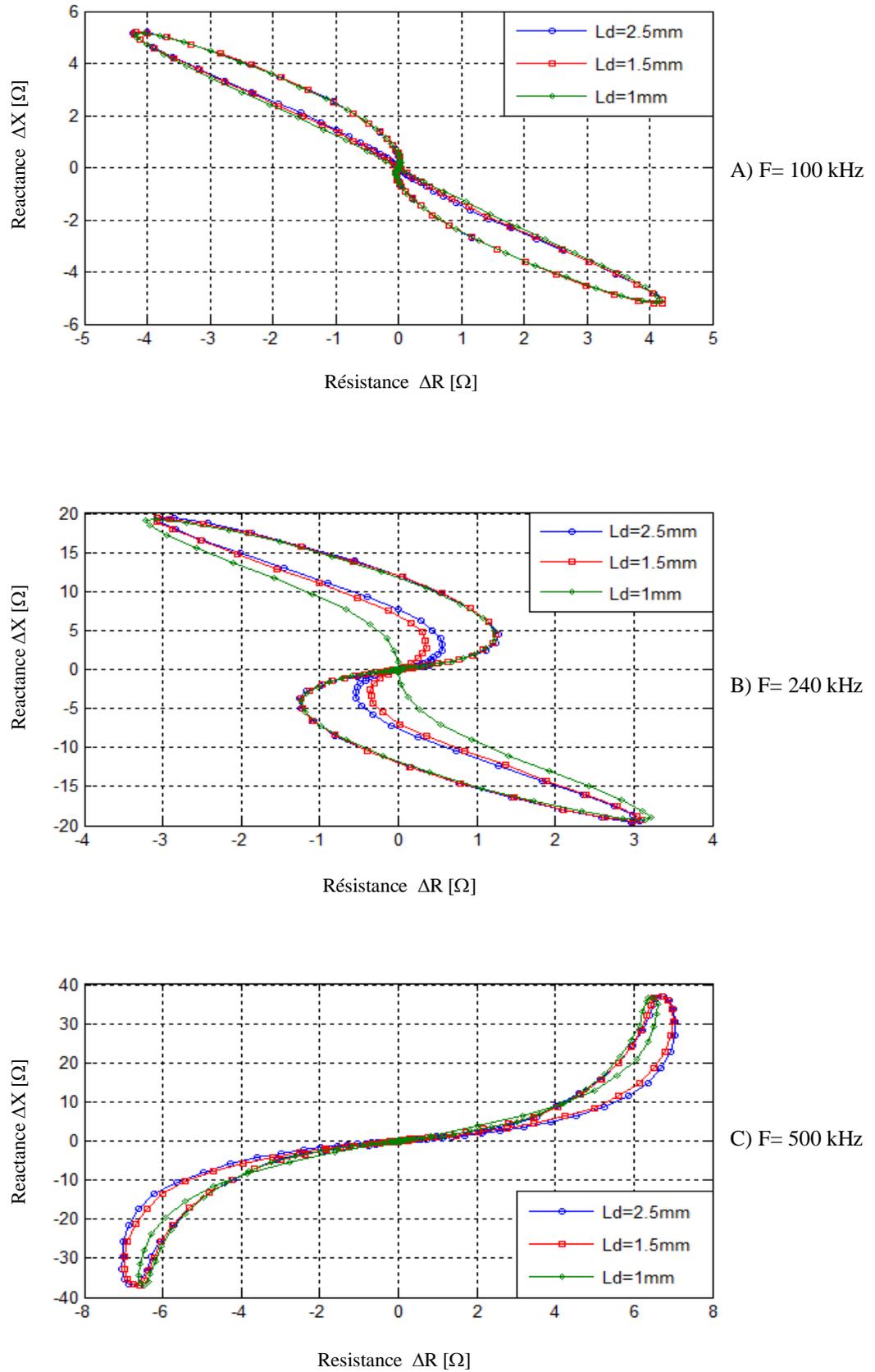


Fig. 3.9 Signature du défaut pour trois Longueurs L_d , pour
A) $F=100$ kHz, B) $F=240$ kHz et C) $F=500$ kHz

3.6.5 Effet de la conductivité électrique

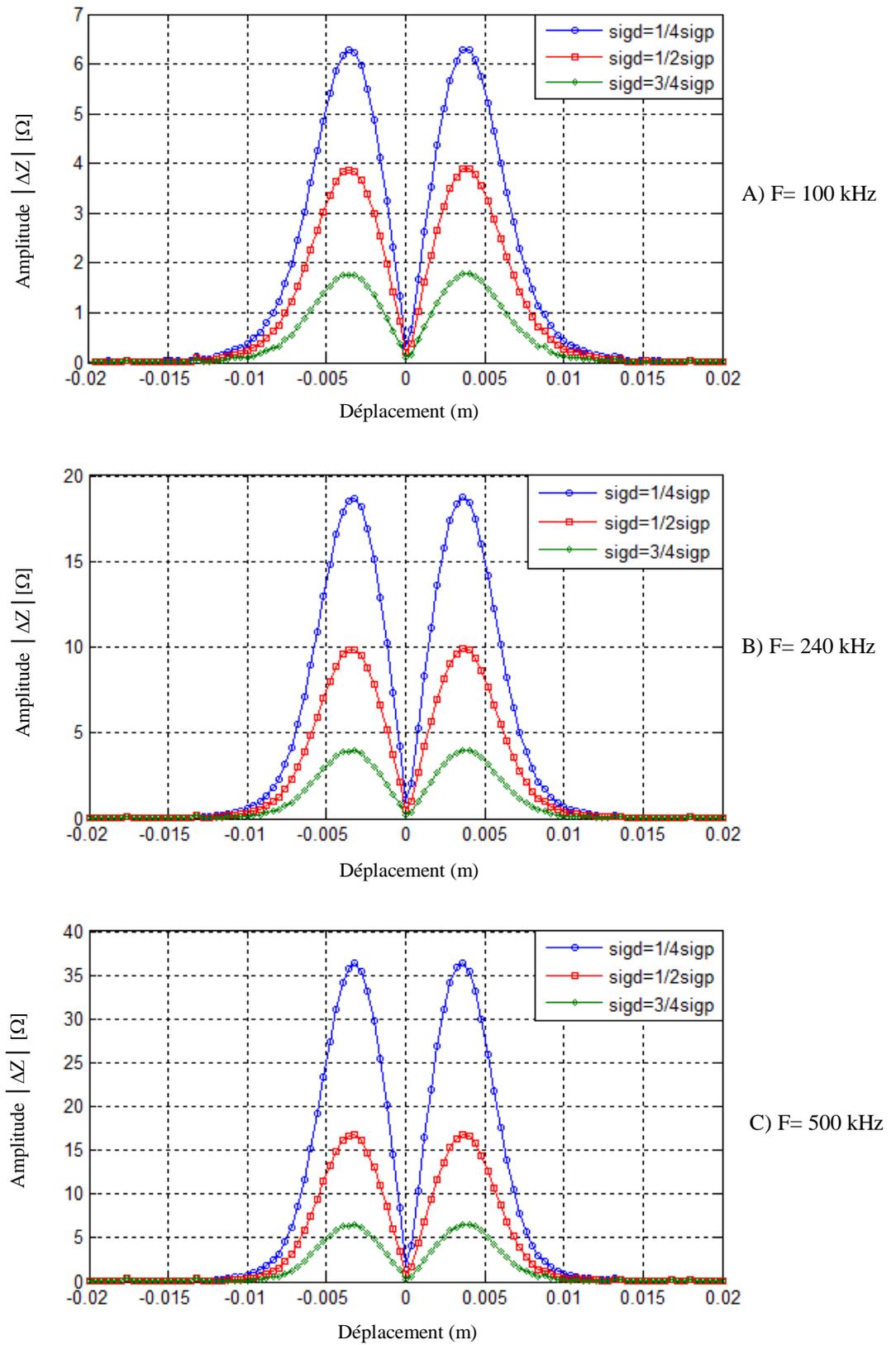


Fig. 3.10 Evaluation de l'impédance du capteur pour la variation de la Conductivité de défaut
A) F=100kHz, B) F=240kHz et C) F=500kHz

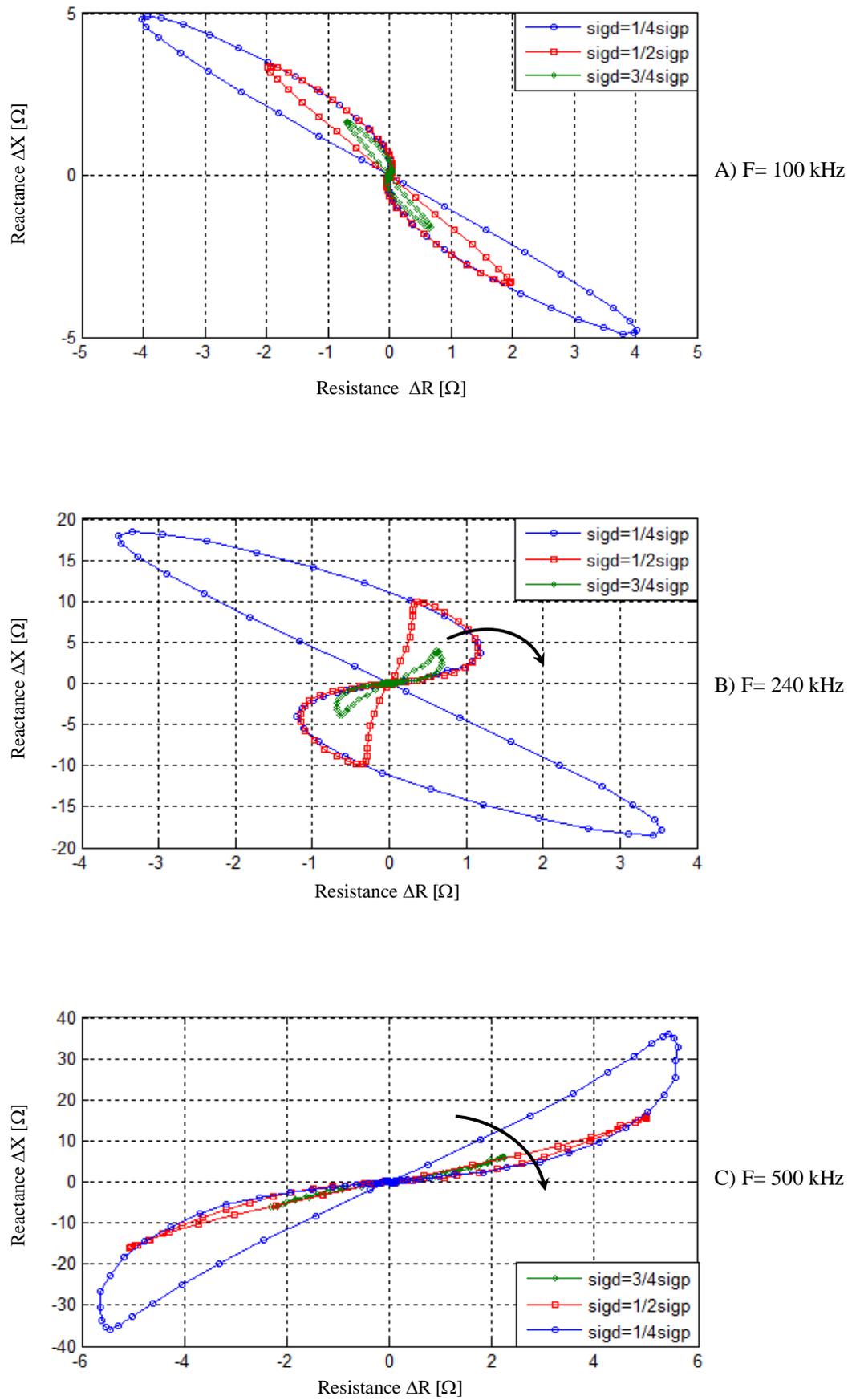


Fig. 3.11 Signature du défaut pour trois variation de conductivité pour, A) F=100kHz, B) F=240kHz et C) F=500kHz

3.7 Interprétation des résultats obtenus

3.7.1 Effet de la profondeur

Pour l'étude de l'effet de la variation de la profondeur du défaut sur la réponse du capteur, on a maintenu la longueur constante à 1mm. L'impédance est calculée pour des positions différentes variant de -20mm à 20mm selon l'axe z comme le montre la Figure (3.1). En absence de défaut, les variations des composantes de l'impédance du capteur (amplitude et la phase) sont nulles. Par contre, lorsque le capteur s'approche du défaut on constate une augmentation des composantes de l'impédance jusqu'à la valeur maximale, cette augmentation est due au fait que la première bobine perçoit le défaut d'une manière différente que la deuxième bobine, par conséquent cette variation engendre une variation de l'impédance. Quand le capteur devient sur le front du défaut aucune variation de l'impédance ne se manifeste car les deux bobines sont dans les mêmes positions et à cause de la symétrie par rapport au centre du défaut lui-même, [45]. Les résultats de simulation sous Matlab sont illustrés par la Figure (3.6), pour les trois fréquences, $F = 100$ kHz, 240 kHz et 500 kHz. On constate que plus la profondeur du défaut augmente plus l'amplitude du signal de l'impédance augmente aussi. En plus, à partir des courbes de phase (Lissajous), on remarque que ces dernières tournent dans le sens horaire comme le montre la Figure (3.7). Donc, pour caractériser la profondeur du défaut on utilise la phase (Lissajous) au lieu d'utiliser l'amplitude de la variation d'impédance.

3.7.2 Effet de la longueur du défaut

Pour accomplir cette étude, il est nécessaire de faire varier la longueur du défaut tout en gardant la profondeur fixe à 2mm. L'impédance du capteur a été calculée pour différentes positions de -20mm à +20mm suivant l'axe z. Les résultats obtenus sont présentés par la Figure (3.8). A travers les résultats illustrés par les Figures (3.8) et (3.9), on remarque que les amplitudes et les phases des différents signaux pour différentes fréquences restent inchangées. En outre, on constate que la distance entre les deux pics s'élargit avec l'augmentation de la longueur du défaut. En plus l'amplitude de l'impédance devient importante au fur et à mesure que la fréquence augmente. On constate aussi que la longueur du défaut peut être caractérisée par l'amplitude et non pas par la phase de l'impédance inversement à la profondeur.

3.7.3 Effet de la conductivité électrique

Dans cette section de l'étude, on montre l'influence de la variation de conductivité du défaut conducteur sur la réponse du capteur différentiel. Le défaut considéré peut être une micro soudure, brûlure ou impureté. Pour illustrer l'effet de la conductivité, on a maintenu les autres grandeurs constantes (profondeur, longueur). Les résultats sous environnement Matlab de l'effet de la conductivité sont illustrés par un ensemble de figures: A travers les résultats illustrés par la Figure (3.10), on peut constater que l'amplitude de l'impédance du capteur dépend considérablement de la variation de la conductivité du défaut. En effet, plus la différence entre la conductivité du défaut et celle de la pièce inspectée augmente l'amplitude de l'impédance du capteur augmente. De plus, la phase (Lissajous) tourne dans le sens horaire selon la Figure (3.11) lorsque la conductivité du défaut augmente. Afin d'accomplir cette étude, un exemple de cartographies du potentiel magnétique et de

la densité de courants de Foucault à une fréquence de 240 kHz est présenté. Il est claire que le potentiel vecteur magnétique est plus intense au niveau des bobines, comme le montre la Figure (3.12), par contre une légère pénétration de la densité des courants induit est constaté Figure (3.13) pour $\sigma_d = \frac{1}{4}\sigma_p$ et la plupart de la densité des courants circule dans la plaque Figure (3.13 A). En revanche, une forte pénétration des courants induits dans le défaut dans le cas où $\sigma_d = \frac{1}{2}\sigma_p$ est observée comme le montre la Figure (3.13.B). D'autre part dans le cas où $\sigma_d = \frac{3}{4}\sigma_p$, les courants induits dans le défaut sont majoritaires ce qui confirme clairement la concentration de cette densité des courants dans le défaut conducteur est non pas dans la plaque Figure (3.13.C).

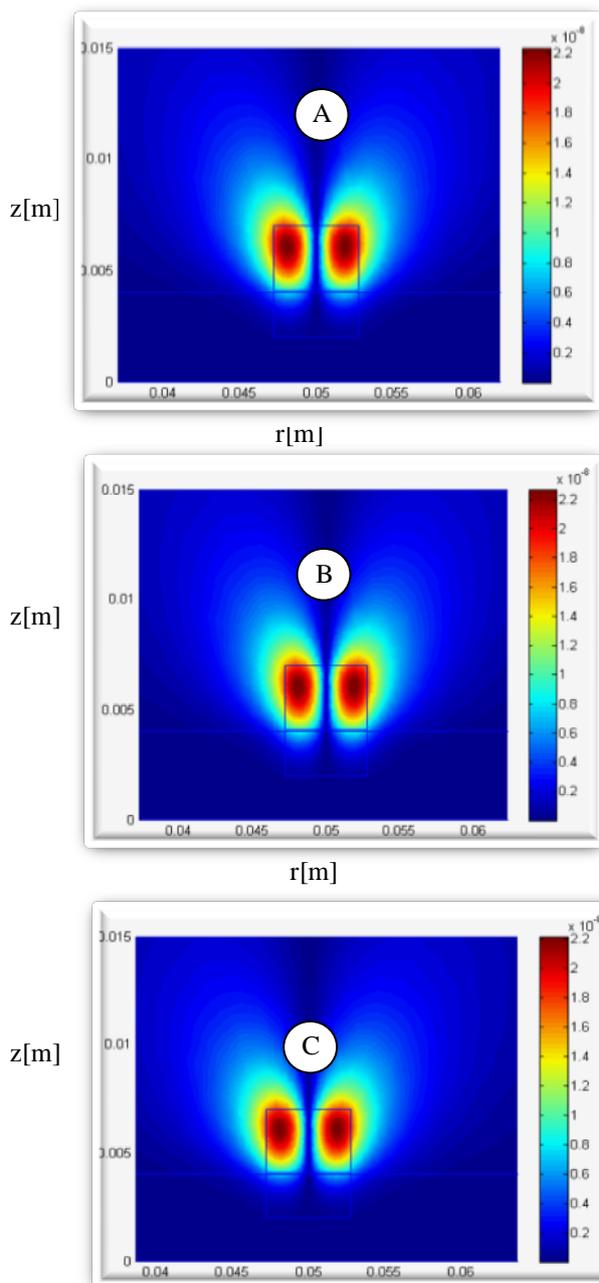


Fig.3.12 Distribution du potentiel magnétique vecteur pour trois valeurs de la conductivité du défaut conducteur.

(A): $\sigma_d = \frac{1}{4}\sigma_p$, (B): $\sigma_d = \frac{1}{2}\sigma_p$, (C): $\sigma_d = \frac{3}{4}\sigma_p$

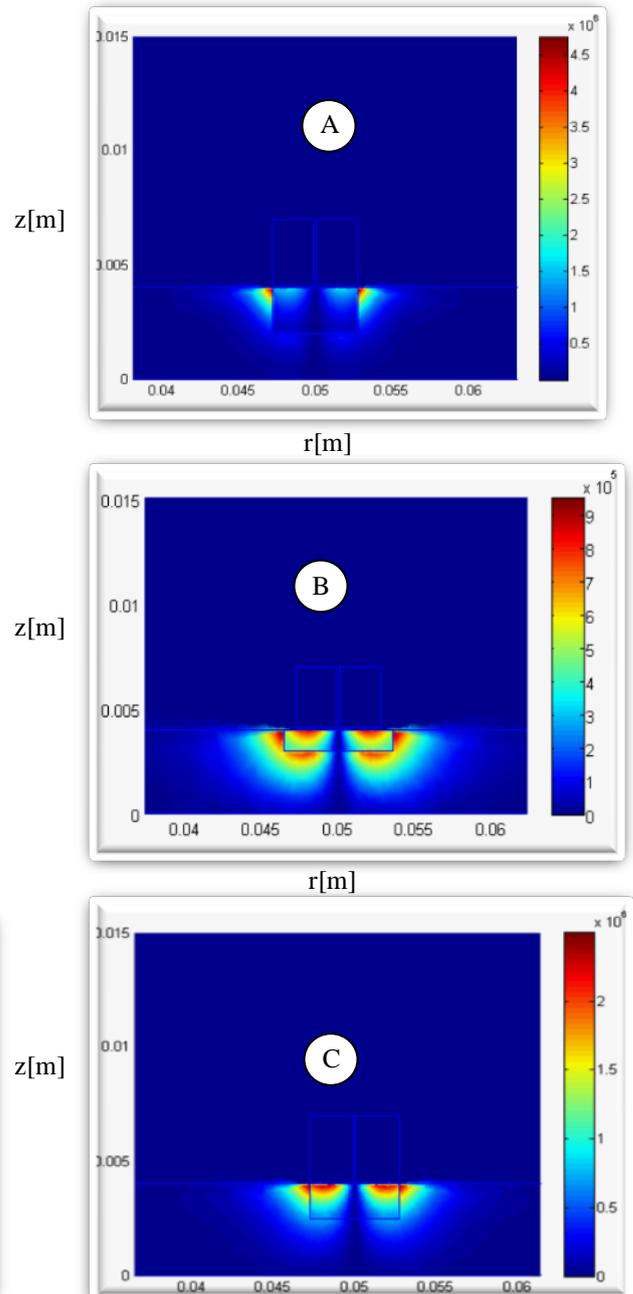


Fig. 3.13 Distribution de la densité de courants de Foucault pour trois valeurs de la conductivité du défaut conducteur.

(A): $\sigma_d = \frac{1}{4}\sigma_p$, (B): $\sigma_d = \frac{1}{2}\sigma_p$, (C): $\sigma_d = \frac{3}{4}\sigma_p$

3.8 Conclusion

Le modèle magnétodynamique du système étudié a été formulé, dont la méthode des éléments finis a été exploitée pour la résolution du système magnétodynamique obtenu. Nous avons ensuite entamé l'étude de l'influence d'un défaut conducteur, qui n'a été pas traité que par peu d'auteurs, sur les signaux d'un capteur différentiel. Pour montrer la nécessité de la prise en compte de ce type de défaut, une étude des différents paramètres physiques et géométriques a été menée séparément. Les paramètres étudiés sont la profondeur du défaut, sa longueur ainsi que sa conductivité. Les résultats de simulation montrent que la variation de la profondeur du défaut a une grande influence sur l'amplitude et la phase (courbe de Lissajous) de l'impédance. Par contre la longueur n'a aucune influence sur l'amplitude et la phase, mais la distance entre les deux pics dépend fortement de cette grandeur. En plus de ces deux paramètres, la conductivité électrique du défaut a été étudiée. A travers les résultats de simulation obtenus, il est constaté que le signal de l'amplitude du capteur décroît avec un rapport de 2.2, quand la conductivité passe de $(1/4) \sigma_p$ à $(1/2) \sigma_p$ et avec un rapport de 5.5 quand la conductivité passe de $(1/4) \sigma_p$ à $(3/4) \sigma_p$. L'étude effectuée montre bien la nécessité de prendre en considération la conductivité du défaut pour assurer une caractérisation complète des défauts. Cependant, en pratique, seulement les grandeurs mesurées au niveau du capteur sont accessibles ; et c'est en fonction des perturbations enregistrées au niveau du capteur on doit estimer les caractéristiques du défaut. Il s'agit bien de résoudre le problème inverse. En effet, cela fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre Quatre

CARACTERISATION GEOMETRIQUE D'UN DEFAUT AXISYMETRIQUE PAR RESEAU DE NEURONES

CARACTERISATION GEOMETRIQUE D'UN DEFAUT AXISYMETRIQUE PAR RESEAUX DE NEURONES

4.1 Introduction

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) s'inscrivent dans l'effort de conception est mis sur le développement d'algorithmes d'apprentissage afin de doter un système d'autonomie et de capacités d'adaptation. Parfois, ces systèmes intelligents arrivent même à découvrir de nouvelles solutions à des problèmes plus complexes et difficilement accessibles pour un cerveau humain. L'apparition et le développement des (RNA) depuis les années quarante commence à leurs évolutions, mais pas rapidement. Jusqu'aux années 1980, la recherche sur les (RNA) a été bloquée par la limitation théorique du perceptron [24]. Peu après cette époque, Hopfield lança de nouveau en 1982 la recherche dans ce domaine après avoir montré l'analogie entre les RNA et les systèmes physiques.

Bien que les réseaux de neurones tirent leur origine de la neurobiologie, ils doivent être considérés comme des outils mathématiques et statistiques, dont l'intérêt industriel ne doit rien à la biologie.

Aujourd'hui, les RNA sont des assemblages fortement connectés d'unités de calcul. Ils ont la capacité de mémorisation, de généralisation et surtout d'apprentissage qui est le phénomène le plus important. Les principales qualités des réseaux de neurones sont leur capacité d'adaptabilité et d'autoorganisation et la possibilité de résoudre des problèmes non-linéaires avec une bonne approximation. Ils ont une bonne immunité aux bruits et se prêtent bien à une implantation parallèle. La rapidité d'exécution est une qualité importante et elle justifie souvent à elle seule le choix d'implanter un réseau de neurones [43].

Dans ce chapitre nous aborderons une application dans le domaine de CND-CF, utilisant les réseaux de neurones pour la caractérisation géométrique d'un défaut axisymétrique, à partir d'une base de donnée bien choisie.

Les problèmes inverses attirent de plus en plus l'attention des chercheurs théoriciens et expérimentateurs vu leurs applications concrètes et les progrès des calculateurs et des méthodes de calcul. La résolution de ces problèmes aide à définir la bonne modélisation mathématique associée aux cas physiques étudiés [21]. En effet, l'inconnue d'un problème inverse peut être le domaine géométrique occupé par le système physique étudié, des paramètres intervenant dans le modèle mathématique comme certaines propriétés de la structure, des termes sources, ou des conditions initiales. Prenons l'exemple des équations qui décrivent les phénomènes électromagnétiques. Dans le problème directe (CND), les variables d'entrée sont les paramètres

physiques du système (géométrie, propriétés physiques,...etc.) et les paramètres sources (intensité, fréquence), D'autre par, les variables de sortie sont, le champ magnétique, l'impédance ...etc. Dans le cas du problème inverse (END) connaissant le résultat, c'est-à-dire la sortie du système par exemple l'impédance, l'objectif est de retrouver les paramètres d'entrées tels les propriétés physiques ou géométriques [21]. En générale, les deux problèmes direct et inverse peuvent être schématisés selon la configuration suivante :

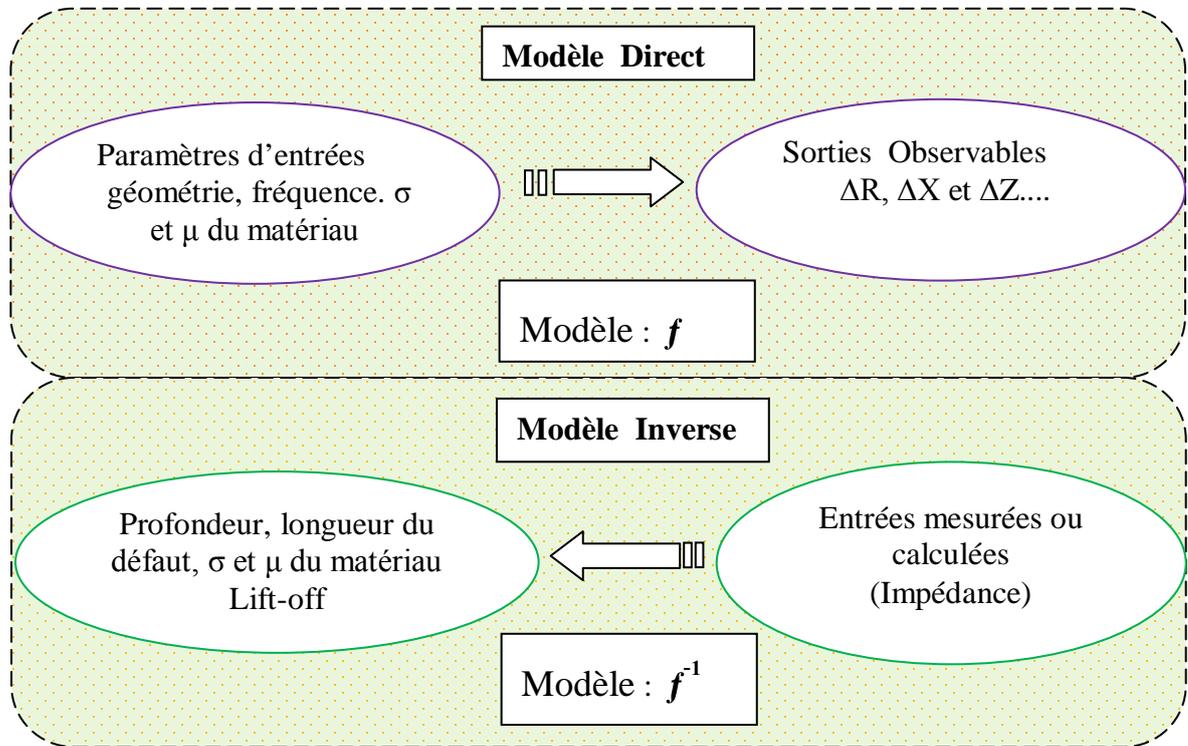


Fig. 4.1 Problèmes directe et inverse

4.2 Historique sur les réseaux de neurones

Les recherches menées dans le domaine du connexionnisme ont démarré avec la présentation en 1943 par W. MC Culloch et W. Pitts d'un modèle simplifié de neurone biologique communément appelé neurone formel. Ils montrèrent également théoriquement que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes, [48].

En 1949, D. Hebb initie, dans son ouvrage " The Organization of Behavior", la notion d'apprentissage. Deux neurones entrant en activité simultanément vont être associés (c'est-à dire que leurs contacts synaptiques vont être renforcés). On parle de loi de Hebb et d'associationnisme.

En 1958, F. Rosenblatt développe le modèle du Perceptron. C'est un réseau de neurones inspiré du système visuel. Il possède deux couches de neurones : une couche de perception (sert à recueillir les entrées) et une couche de décision. C'est le premier modèle pour lequel un processus d'apprentissage a pu être défini, [49-50].

S'inspirant du perceptron, Widrow et Hoff développent, dans la même période, le modèle de l'Adaline (Adaptive Linear Element). Ce dernier sera, par la suite, le modèle de base des réseaux de neurones multi-couches.

En 1969, les recherches sur les réseaux de neurones ont été pratiquement abandonnées lorsque M. Minsky et S. Papert ont publié leur livre « Perceptrons » (1969) et démontré les limites théoriques du perceptron, en particulier, l'impossibilité de traiter les problèmes non linéaires par ce modèle, [49].

En 1982, Hopfield développe un modèle qui utilise des réseaux totalement connectés basés sur la règle de Hebb pour définir les notions d'attracteurs et de mémoire associative. En 1984 c'est la découverte des cartes de Kohonen avec un algorithme non supervisé basé sur l'auto-organisation et suivi une année plus tard par la machine de Boltzmann (1985), [48].

Une révolution survient alors dans le domaine des réseaux de neurones artificiels : une nouvelle génération de réseaux de neurones, capables de traiter avec succès des phénomènes non-linéaires : le perceptron multicouche ne possède pas les défauts mis en évidence par Minsky. Proposé pour la première fois par Werbos, le Perceptron Multi-Couche apparaît en 1986 introduit par Rumelhart, et simultanément, sous une appellation voisine, chez Le Cun (1985). Ces systèmes reposent sur la rétropropagation du gradient de l'erreur dans des systèmes à plusieurs couches, chacune de type Adaline de Bernard Widrow, proche du Perceptron de Rumelhart, [51].

De nos jours, l'utilisation des réseaux de neurones dans divers domaines ne cesse de croître. Les applications en sont multiples et variées cas du contrôle non destructif par exemple.

4.3 Du neurone biologique au neurone artificiel

Un neurone biologique est une cellule vivante consacrée au traitement de l'information, Figure (4.2). De son corps cellulaire ou soma, rayonnent de nombreuses dendrites (jusqu'à 100000) [48] qui reçoivent des signaux provenant d'autres neurones ou cellules sensorielles. Ces signaux sont traités par le neurone qui transmet à son tour un signal, si certaines conditions sont réunies le long de son axone à d'autres neurones ou à des cellules effectrices (cellule musculaire par exemple) : On dit que le neurone est alors activé. La figure (4.3) montre un neurone artificiel

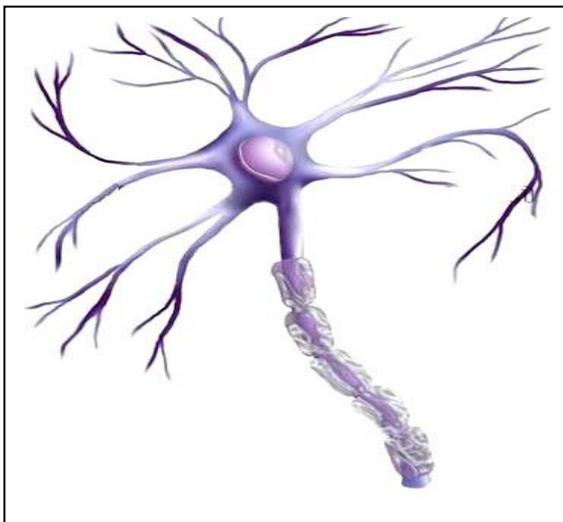


Fig. 4. 2 Neurone biologique

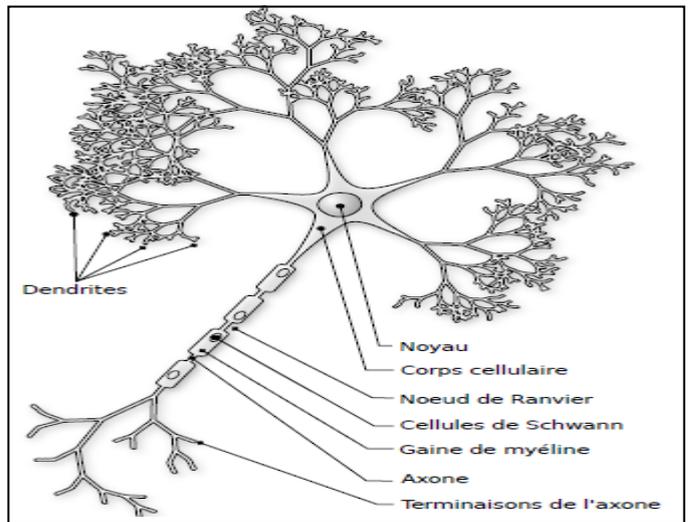


Fig 4.3 Un neurone avec son arborisation dendritique

La Figure (4.4) montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre de variables d'entrées en provenance de neurones amont. A chacune de ces entrées est associé un poids w représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre de variables de neurones avals. A chaque connexion est associé un poids.

Le modèle général du neurone artificiel est composé des éléments suivants :

- Une ou plusieurs entrées pondérées,
- Un sommateur,
- Une fonction de transfert (activation),
- Une sortie.

Avec :

- ✓ X_n est l'entrée i ,
- ✓ W_n est la valeur du poids synaptique reliant l'entrée i au neurone j ,
- ✓ \sum est la somme pondérée des entrées X_n ,
- ✓ $f(S)$ est la fonction d'activation,
- ✓ y_n est la sortie du neurone.

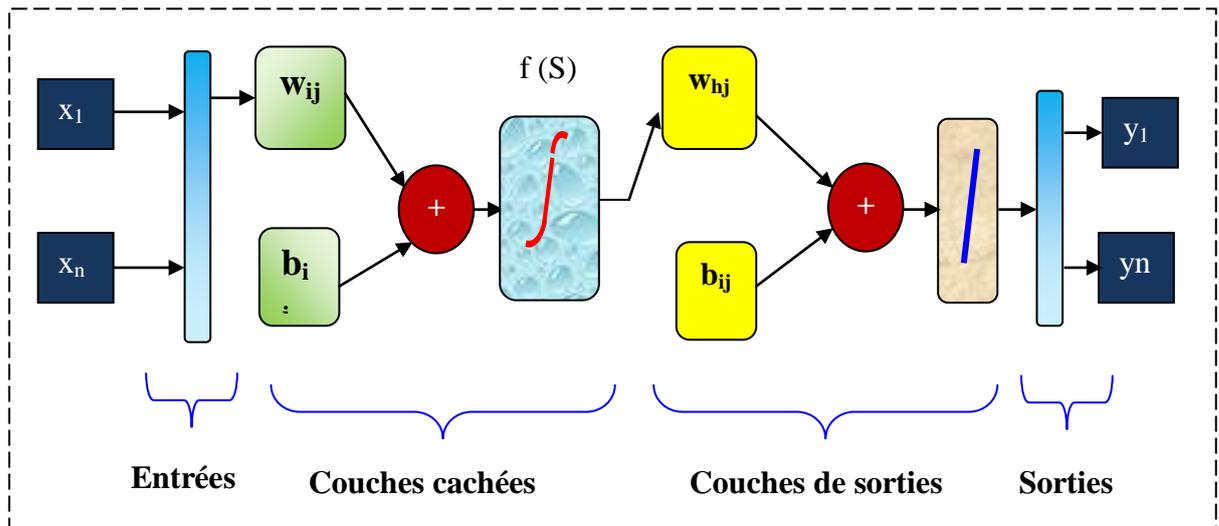


Fig. 4.4 Structure du neurone artificiel avec une seule couche cachée

La sortie « y_n » du neurone est donnée par la relation suivante :

$$y_i = \sum_{i=1}^n w_{hj} f \left[\sum_{i=1}^n (w_{ij} x_n - b_{ij}) \right] - b_{hj} \tag{4.1}$$

Où

$\{x_n\}$: représente les vecteurs d'entrées y_j ; la sortie $\{w_{ij}\}$ et $\{b_{ij}\}$: représentent les vecteurs poids et poids entre les neurones des couches d'entrées et cachées.

$\{w_{ij}\}$ et $\{b_{ij}\}$ sont les poids et les biais entre les neurones des couches cachées et de sorties.

n : nombre de neurones d'une même couche i : le premier indice (rangée) désigne le numéro de neurone sur la couche j : le deuxième indice (colonne) spécifie le numéro de l'entrée.

La fonction d'activation peut être une fonction linéaire ou non linéaire. Parmi les différentes fonctions d'activation, qui sont sélectionnées en fonction du problème à résoudre, les fonctions Sigmoides sont les plus fréquentes, [49].

En réalité les lois de comportement des capteurs à courants de Foucault sont fortement non linéaires. Par conséquent, les modèles adoptés doivent être non linéaires. Il existe des structures de RN capables de modéliser ces types de problèmes. Parmi ces structures, les réseaux de neurones multicouches MLP (*Multi Layer Perceptron*) constituent les plus importantes et les plus utilisées, [49].

4.4 Composition d'un réseau de neurones Multicouches

Le perceptron multicouche MLP est un réseau de neurones artificiels organisé en couches et où l'information circule dans un seul sens, de la couche d'entrée vers la couche de sortie, [51]. La Figure (4.5), donne l'exemple d'un réseau contenant une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie. La couche d'entrée représente toujours une couche virtuelle associée aux entrées du système. Elle ne contient aucun neurone. Les couches suivantes sont des couches de neurones, [49]. Dans l'exemple illustré, il y a trois entrées, quatre neurones sur la première couche cachée, trois neurones sur la deuxième et quatre neurones sur la couche de sortie. Les sorties des neurones de la dernière couche correspondent toujours aux sorties du système. Dans le cas général, un perceptron multicouche peut posséder un nombre de couches quelconque et un nombre de neurones (ou d'entrées) par couche également quelconque.

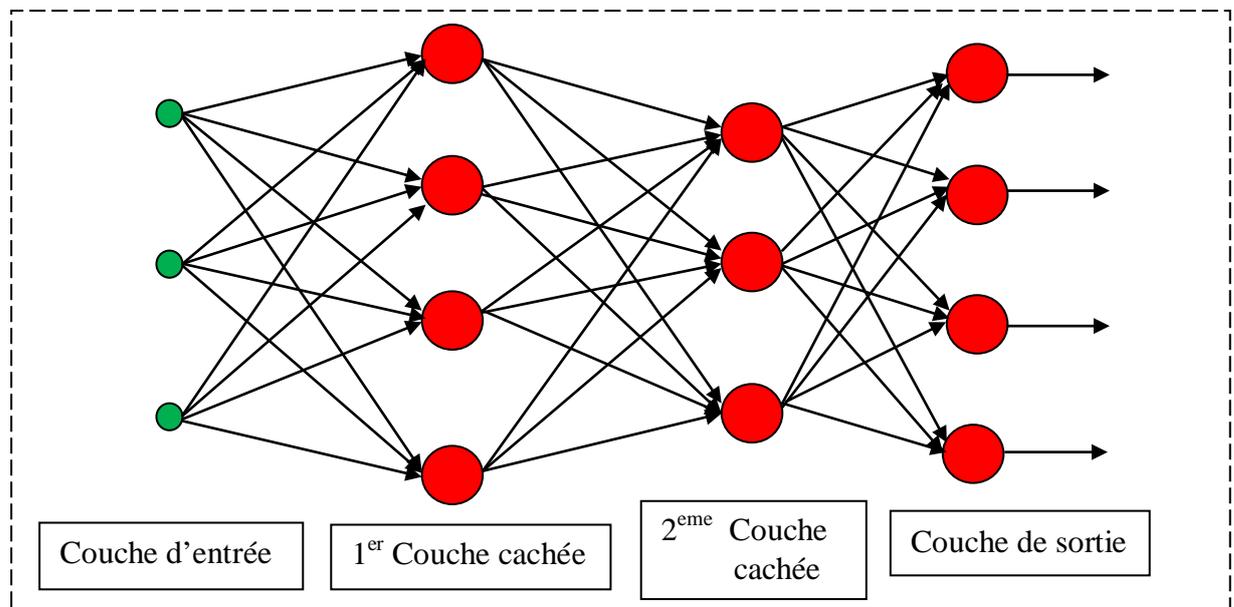


Fig. 4.5 Réseau MLP avec deux couches cachées

Du point de vue modélisation mathématique, on peut définir un réseau de neurone artificiel par les quatre éléments suivants:

La nature des entrées et des sorties : qui peuvent être :

- Binaire : (-1, +1) ou (0,1)
- Réelles.
- La fonction d'entrée totale qui définit le prétraitement effectué sur les entrées : Elle peut être :
 - Booléenne
 - Linaire
 - Affine

4.5 Fonction d'activation

L'utilisation d'une fonction d'activation non-linéaire permet au RNA de modéliser des équations dont la sortie n'est pas une combinaison linéaire des entrées. Cette caractéristique confère au RNA de grandes capacités de modélisation fortement appréciées pour la résolution de problèmes non-linéaires. Voici quelques exemples de fonctions d'activation :

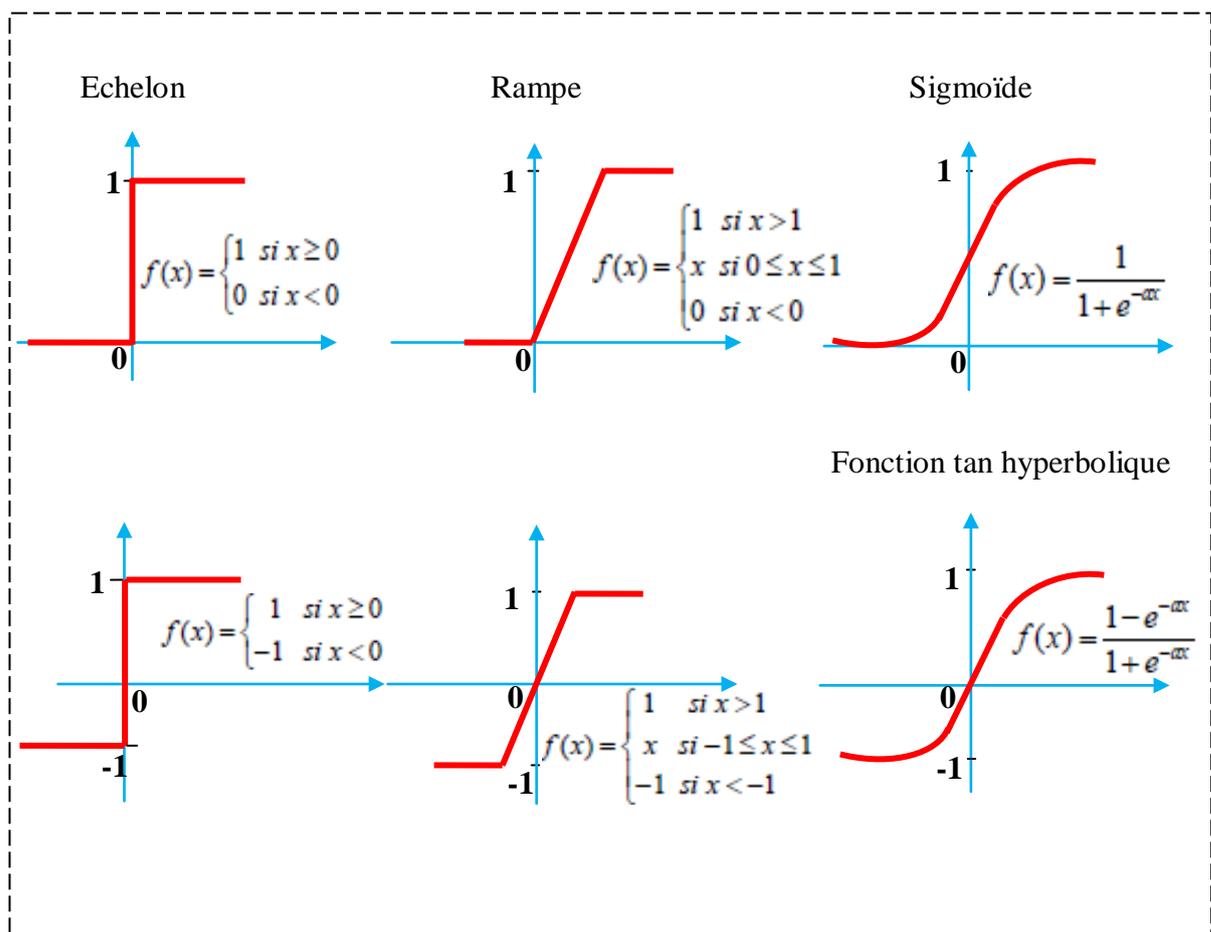


Fig. 4.6 Principales fonctions d'activation utilisées par les neurones formels

4.6 Conception d'un réseau de neurones

Les réseaux de neurones réalisent des fonctions non linéaires paramétrées. Leurs mises en œuvre nécessitent :

- La détermination des entrées et des sorties pertinentes, c'est à dire les grandeurs qui ont une influence significative sur le phénomène que l'on cherche à modéliser.
- La collecte des données nécessaires à l'apprentissage et à l'évaluation des performances du réseau de neurones.
- La détermination du nombre de neurones cachés nécessaires pour obtenir une approximation satisfaisante.
- La réalisation de l'apprentissage.
- L'évaluation des performances du réseau de neurones à l'issue de l'apprentissage.

4.6.1 Détermination des entrées/sorties du réseau de neurones

Pour toute conception de modèle, la sélection des entrées doit prendre en compte deux points essentiels :

- Premièrement, la dimension intrinsèque du vecteur des entrées doit être aussi petite que possible, en d'autre terme, la représentation des entrées doit être la plus compacte possible, tout en conservant pour l'essentiel la même quantité d'information, et en gardant à l'esprit que les différentes entrées doivent être indépendantes.
- En second lieu, toutes les informations présentées dans les entrées doivent être pertinentes pour la grandeur que l'on cherche à modéliser : elles doivent donc avoir une influence réelle sur la valeur de la sortie, [48],[49].

4.6.2 Choix et préparation des échantillons

Le processus d'élaboration d'un réseau de neurones commence toujours par le choix et la préparation des échantillons de données. La façon dont se présente l'échantillon conditionne le type de réseau, le nombre de cellules d'entrée, le nombre de cellules de sortie et la façon dont il faudra mener l'apprentissage, les tests et la validation. Il faut donc déterminer les grandeurs qui ont une influence significative sur le phénomène que l'on cherche à modéliser, [50].

Afin de développer une application à base de réseaux de neurones, il est nécessaire de disposer de deux bases de données, une pour effectuer l'apprentissage et l'autre pour tester le réseau obtenu et déterminer ses performances. Notons qu'il n'y a pas de règle pour déterminer ce partage d'une manière quantitative, néanmoins chaque base doit satisfaire aux contraintes de représentativité de chaque classe de données et doit généralement refléter la distribution réelle, c'est à dire la probabilité d'occurrence des diverses classes.

4.6.3 Elaboration de la structure du réseau

La structure du réseau dépend étroitement du type des échantillons. Il faut d'abord choisir le type de réseau : un perceptron standard, un réseau de Hopfield, un réseau à décalage temporel (TDNN), un réseau de Kohonen.....etc, [49].

Par exemple, dans le cas du perceptron multicouches, il faudra aussi bien choisir le nombre de couches cachées que le nombre de neurones dans cette couche.

a- Nombre de couches cachées

Mis à part les couches d'entrée et de sortie, il faut décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation. Néanmoins, il a été démontré qu'un Perceptron Multicouches avec une seule couche cachée pourvue d'un nombre suffisant de neurones, peut approximer n'importe quelle fonction avec la précision souhaitée, [17].

b- Nombre de neurones cachés

Chaque neurone peut prendre en compte des profils spécifiques de neurones d'entrée. Un nombre plus important permet donc de mieux coller aux données présentées mais diminue la capacité de généralisation du réseau. Il faut alors trouver le nombre adéquat de neurones cachés nécessaire pour obtenir une approximation satisfaisante, [17].

Il n'existe pas, à ce jour, de résultat théorique permettant de prévoir le nombre de neurones cachés nécessaires pour obtenir une performance spécifique du modèle dans le domaine du contrôle non destructif (CND), [43].

4.7 Apprentissage d'un réseau de neurones

C'est l'étape qui suit la création de la topologie du réseau est de choisir un des algorithmes d'apprentissage qui sont distingués par deux approches : on-line, dans ce cas les paramètres du réseau sont adaptés en temps réel avec chaque modification des couples-sorties, le réseau est dit dynamique. La deuxième approche est off-line, les paramètres du réseau sont adaptés soit après chaque calcul partiel des couples entrées-sorties.

L'apprentissage est un problème numérique d'optimisation. Il consiste à calculer les pondérations optimales des différentes liaisons, en utilisant un prototype. La méthode la plus utilisée est la rétropropagation, qui est généralement plus économe que les autres en termes de nombres d'opérations arithmétiques à effectuer pour évaluer le gradient. La plupart des RN étudiés sont des réseaux susceptibles de subir un apprentissage. On appelle apprentissage la procédure qui consiste à estimer les paramètres des neurones (poids et biais) du réseau afin que celui-ci remplisse au mieux la tâche qui lui est affectée, [50].

Le plus souvent, il s'agit d'un apprentissage supervisé, utilisant une base de données appelée base d'apprentissage. Cette base est constituée d'un ensemble d'exemples. Chaque exemple se compose de deux parties : la première est constituée d'un vecteur d'entrée et la seconde contient le vecteur de sortie correspondante. Lors de la phase d'apprentissage, on ajuste les poids et les biais afin de minimiser l'écart entre la sortie désirée et la sortie donnée par le RN), [43],[51].

La connaissance des dimensions du défaut est un paramètre très important pour les chercheurs, afin de lui permettre de décider de l'avenir de la pièce. La plupart des méthodes CND ne nous renseignent pas beaucoup sur la forme du défaut. Actuellement il y a une forte demande pour une caractérisation plus quantitative que qualitative des défauts, c'est-à-dire effectuer une évaluation non destructive, afin de reconstruire la forme des défauts. Dans ce cas on parle du problème inverse généralement difficile à résoudre. Devant cette nécessité de trouver des solutions à des

problèmes inverses ou des problèmes mal posés, plusieurs méthodes sont apparues afin de remédier à ce genre de problèmes. Dans cette partie nous allons citer quelques méthodes utilisées usuellement pour la résolution des problèmes inverses parmi elles nous citons : la méthode des réseaux de neurones qui sera exploitée dans cette section de notre travail.

4.7.1 Type d'apprentissage

Au niveau des algorithmes d'apprentissage, il a été défini trois grandes classes selon que l'apprentissage est dit supervisé, non supervisé ou semi supervisé.

4.7.1.1 Apprentissage supervisé

Dans un apprentissage supervisé, on présente au réseau de neurones les entrées et les sorties désirées correspondantes. Ici le réseau s'adapte par une comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies et la réponse attendue en sortie. Ensuite, le réseau va modifier ses poids jusqu'à ce que le résultat soit le plus proche possible de la sortie désirée, correspondant à une entrée donnée comme le montre la Figure (4.7), [24].

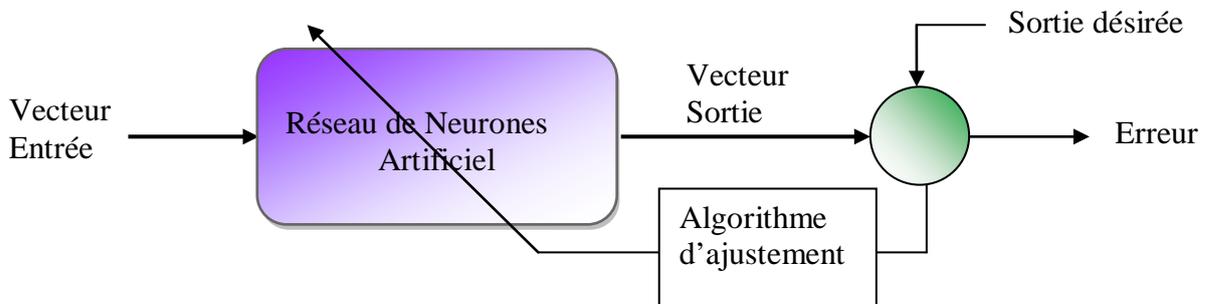


Fig. 4.7 Apprentissage supervisé

4.7.1.2 Apprentissage non supervisé

Au cours d'un apprentissage non supervisé, on fournira seulement à l'algorithme d'apprentissage des exemples d'entrées. On n'indiquera donc pas les sorties désirées, mais on laissera le réseau de neurone s'organiser tout seul, et c'est cette organisation qui sera exploitée par la suite, souvent pour la classification, [21], [24] et [43].

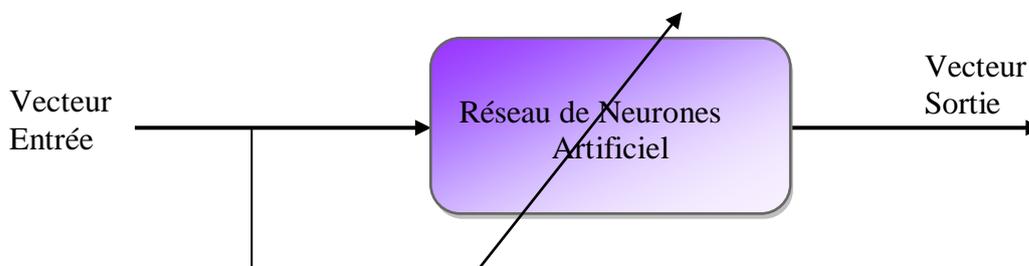


Fig. 4.8 Apprentissage non supervisé

4.8 Architecture des réseaux de neurones

Suivant la logique d'interconnexion choisie, les réseaux de neurones se distinguent en deux grandes familles : les réseaux non bouclés (statiques) et les réseaux bouclés (dynamiques).

4.8.1 Réseau de neurones non bouclé

Un réseau de neurones non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux. L'information circule des entrées vers les sorties sans retour en arrière, [52]. C'est à dire si l'on se déplace dans le réseau à partir d'un neurone quelconque en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ. Les réseaux de neurones non bouclés sont des outils statiques, utilisés principalement pour effectuer des tâches d'approximation de fonctions non linéaires, de modélisation de processus statiques non linéaires.

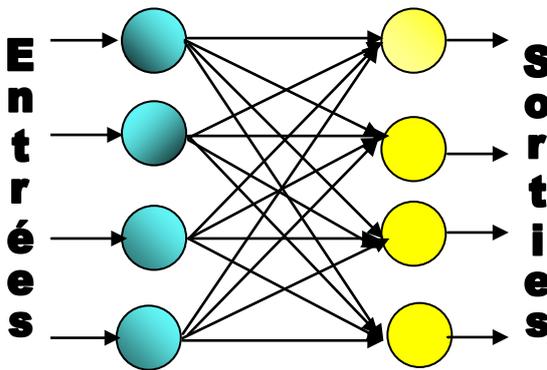


Fig. 4.9 Réseau non bouclé à connexions totales

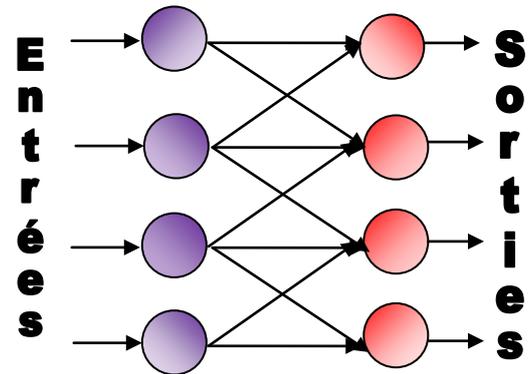


Fig. 4.10 Réseau non bouclé à connexion partielle

Dans un réseau de neurones non bouclé, le temps ne joue aucun rôle fonctionnel, [50] : si les entrées sont constantes, les sorties le sont également. Le temps nécessaire pour le calcul de la fonction réalisée par chaque neurone est négligeable et on peut considérer ce calcul comme instantané.

Pour cette raison, les réseaux non bouclés sont souvent appelés « réseaux statiques », par opposition aux réseaux bouclés ou « dynamiques ». qui sont utilisés en classification, reconnaissance des formes (caractères, parole, ...), en prédiction.

4.8.2 Réseau de neurones bouclé

L'architecture la plus générale pour un réseau de neurones est le « réseau bouclé », dont le graphe des connexions est cyclique : lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens des connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ (un tel chemin est désigné sous le terme de « cycle »), [23]. La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même; cela n'est évidemment concevable que si la notion de temps est explicitement prise en considération. Ainsi, à chaque connexion d'un réseau de neurones bouclé (ou à chaque arête de son graphe) est attaché, outre un poids comme pour les réseaux non bouclés, un retard, multiple entier (éventuellement nul) de l'unité de temps choisie. Une

grandeur, à un instant donné, ne peut pas être fonction de sa propre valeur au même instant, tout cycle du graphe du réseau doit avoir un retard non nul, [48]. Les connexions récurrentes ramènent l'information en arrière par rapport au sens de propagation défini dans un réseau multicouches. Ces connexions sont le plus souvent locales.

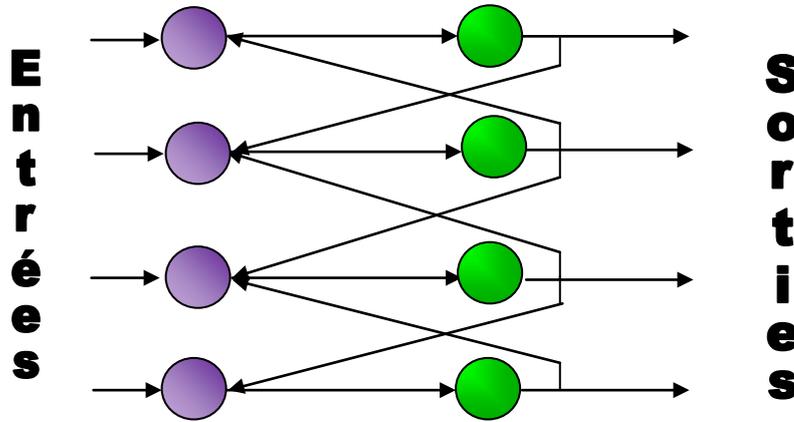


Fig. 4.11 Structure d'un réseau de neurones dont les connexions sont récurrentes (bouclées).

4.9 Choix de la structure des réseaux de neurones :

Un problème qu'on doit impérativement résoudre avant d'utiliser un réseau de neurones est la définition de la structure du réseau. Si le nombre d'entrées et de sorties est généralement imposé par la fonction à approximer, [53], le nombre de couches cachées ainsi que leur nombre de neurones exige une structure optimale, [43].

Il est important que le vecteur d'apprentissage couvre aussi complètement que possible le domaine de fonctionnement désiré. Le centrage des données de la base d'apprentissage est aussi important pour que, au début de l'apprentissage, les échantillons soient actifs, en moyenne, sur la partie linéaire de la fonction sigmoïde, [54-58].

En effet, on évite les saturations de la fonction sigmoïde car sa dérivée est alors nulle et l'apprentissage n'y est pas effectif.

L'initialisation des poids est aussi très important pour la convergence de l'algorithme. Parmi les algorithmes d'apprentissage les plus utilisés, on peut citer l'algorithme de la rétro-propagation du gradient "*Back-propagation*" de Levenberg-Marquardt, généralement utilisé pour les réseaux multicouches. Cet algorithme réutilise les différentes étapes de calcul du gradient, de la couche de sortie vers les couches internes, minimisant ainsi la quantité de calcul à effectuer, [54]. En effet, si tous les poids sont initialement nuls, l'apprentissage par propagation de l'erreur n'exercera aucune modification sur le réseau de neurones, [58], et c'est cet algorithme qui sera exploité dans cette section.

4.10 Validation et Tests

Une fois le réseau de neurones développé, des tests s'imposent afin de vérifier la qualité des prévisions du modèle neuronal. Cette dernière étape doit permettre d'estimer la qualité du réseau obtenu en lui présentant des exemples qui ne font pas partie de l'ensemble d'apprentissage. Une validation rigoureuse du modèle développé se traduit par une proportion importante de

prédictions exactes sur l'ensemble de la validation, [50]. Si les performances du réseau ne sont pas satisfaisantes, il faudra, soit de modifier l'architecture du réseau, soit de modifier la base d'apprentissage, [56], comme le montre l'organigramme suivant :

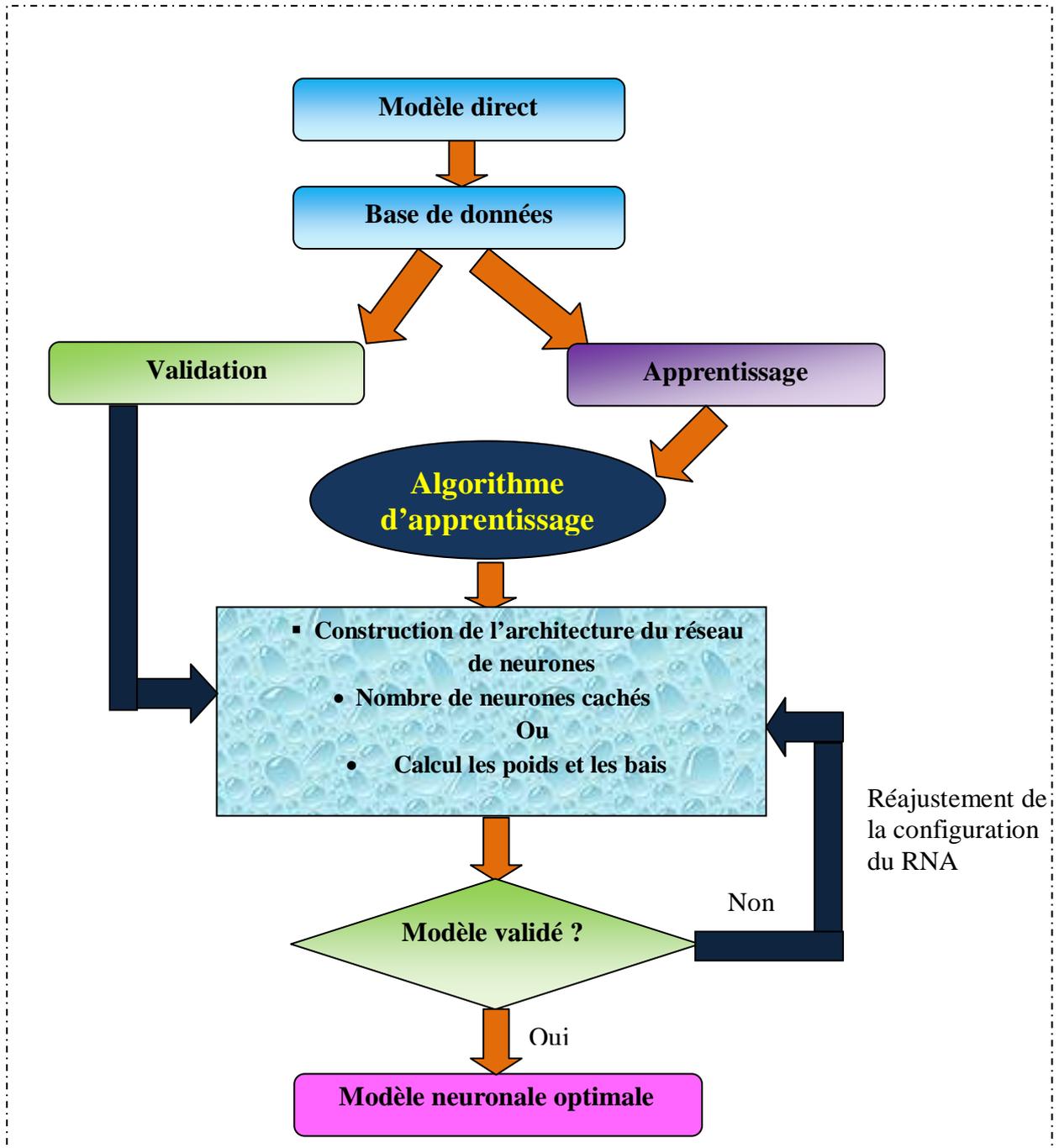


Fig. 4.12 Organigramme de l'entraînement du réseau de neurones

4.11 Applications

Il s'agit d'une application de réseaux de neurones dans le domaine de (CND-CF), qui vise à caractériser les grandeurs géométriques d'un défaut axisymétrique. Nous avons rappelés dans les sections précédentes que la procédure d'inversion par RNA passe par plusieurs étapes, à savoir :

- Construction d'une base de données en utilisant le modèle développé dans le chapitre précédent ;
- Apprentissage du réseau de neurone (RNA) ;
- Test de la performance du RN sur un échantillon donné.

La procédure d'apprentissage du RNA consiste à choisir une configuration optimale de celui-ci: le nombre de neurones, les poids et les biais tout en vérifiant les critères d'arrêt que nous imposant tel que la fonction coût qui est EQM (erreur quadratique moyenne).

4.11.1 Topologie de la création de la base de données

Dans cette partie nous allons construire une base de données en exploitant le modèle direct décrit précédemment (chapitre III). La Figure (4.13) représente la variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes profondeurs.

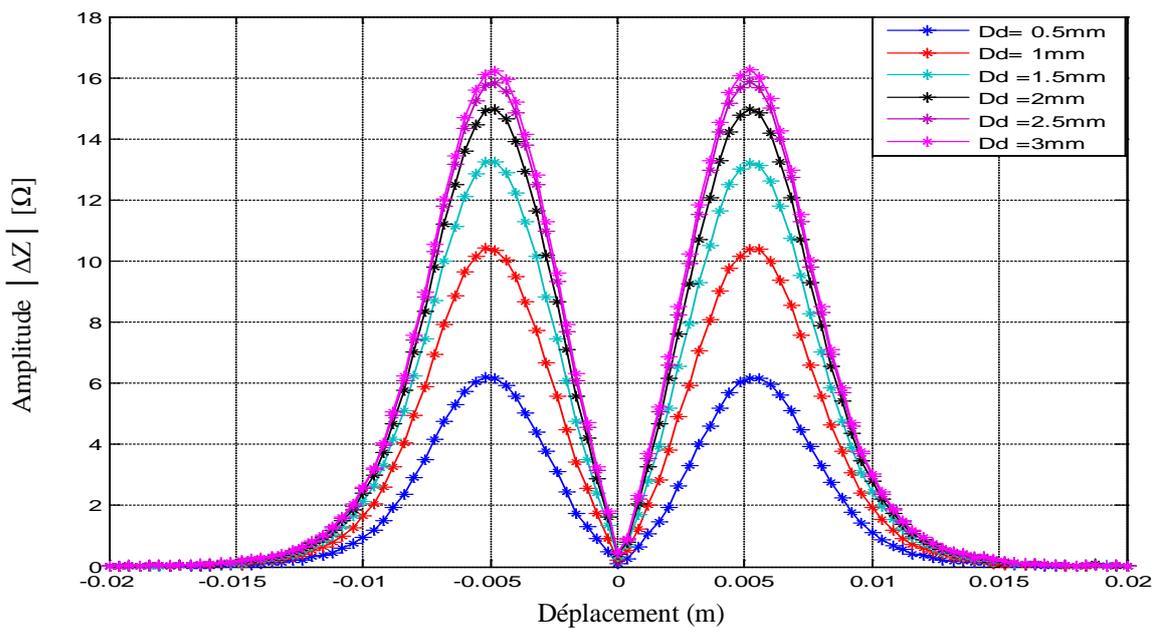


Fig. 4.13 Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différentes profondeurs

En effet, la base de données va servir à l'apprentissage du RN, cette base est constituée de deux vecteurs d'entrées, le premier vecteur correspond à la variation de l'impédance et le second représente la position du capteur, et un vecteur de sortie, qui représente les profondeurs correspondantes. Dans notre cas, les vecteurs d'entrées correspondant à un balayage complet du tube de -20 mm à +20 mm avec un pas de 0.4 mm, ce qui donne un vecteur de 100 éléments

pour la position du capteur et 100 éléments pour la variation de l'impédance. Il en est de même pour le vecteur de la sortie qui représente la profondeur du défaut.

D'autre part, nous rappelons que la technique des réseaux de neurones n'est qu'une procédure d'approximation. Les erreurs commises sur l'ensemble des autres éléments sont traduites par l'erreur quadratique moyenne (EQM).

4.11.2 Estimation de la profondeur

Pour l'estimation de la profondeur, un réseau de neurones de type (MLP) est utilisé. La Figure. (4.14) représente les démarches de l'inversion.

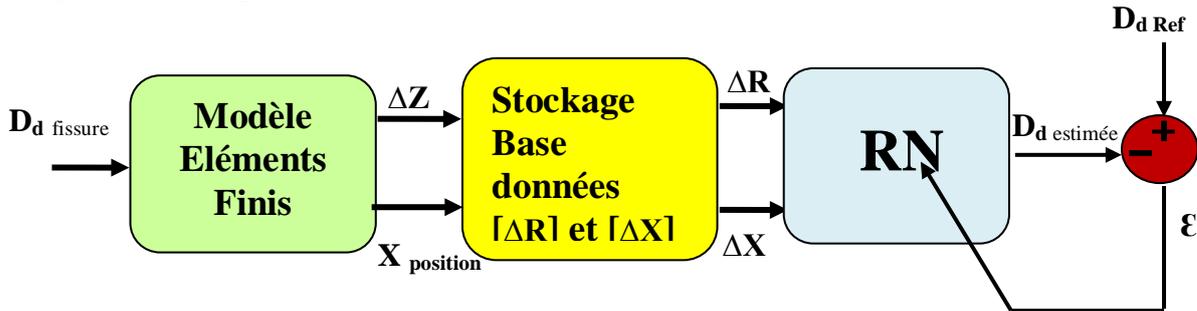


Fig. 4.14 Problème inverse par RN avec deux entrées et une seule sortie

Après avoir réitéré plusieurs fois l'algorithme d'apprentissage (parce qu'à chaque itération les biais sont réinitialisés et par conséquent les résultats sont différentes).

Dans la Figure (4. 15), la procédure d'apprentissage du RNA est atteinte après 58 itérations, car l'erreur quadratique moyenne (EQM) a atteint l'optimum imposé, qui est de 10^{-5} .

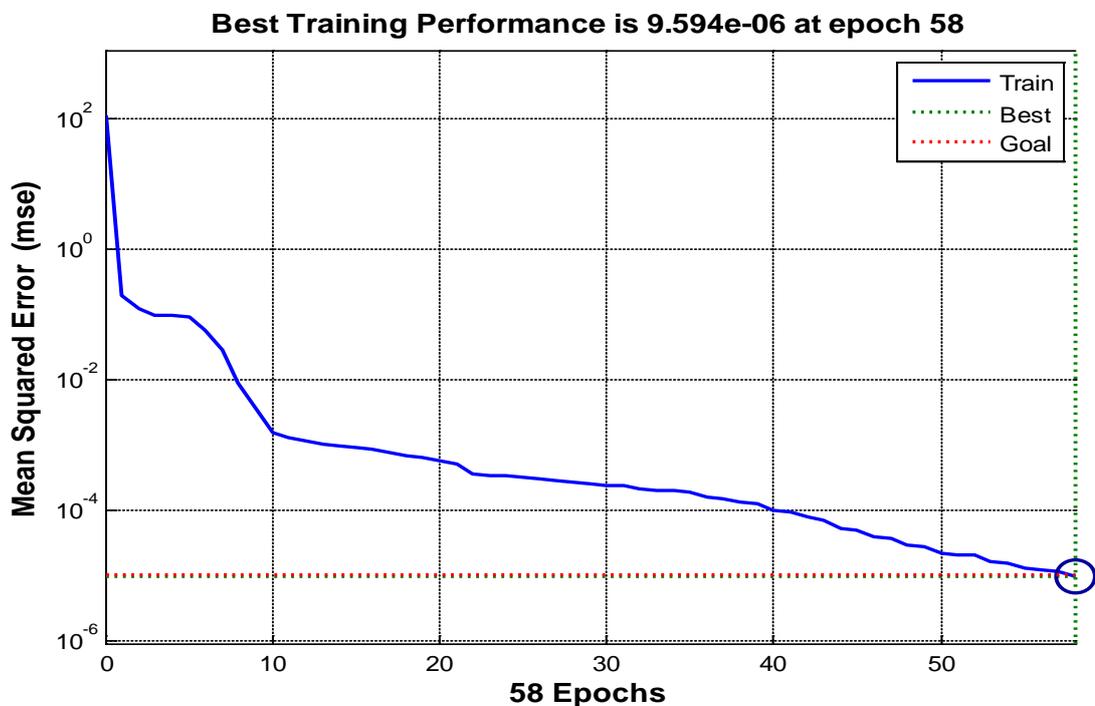


Fig. 4.15 Fonction coût (EQM) en fonction du nombre

Après la convergence du RN et l'obtention d'une configuration optimale, on peut voir clairement que la profondeur estimée suit parfaitement celle de la référence, Figure. (4.16)

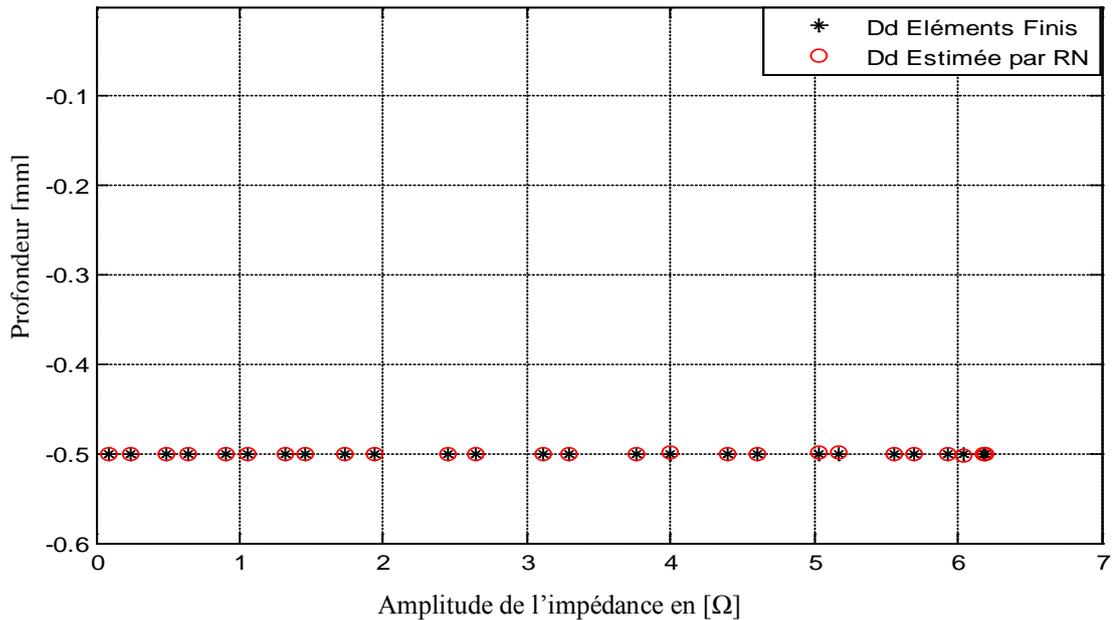


Fig.4.16 Evaluation d'une seule profondeur du défaut en fonction de l'amplitude de l'impédance

En réalité, les résultats obtenus par les figures précédentes illustrent les résultats de l'apprentissage utilisant une seule valeur de la profondeur. En effet la qualité de RNA dépend essentiellement de la taille de la base de données, car de plus, celle-ci est assez large et donc le réseau devient plus robuste, malgré que le temps d'apprentissage devienne plus important. La Figure (4.17) représente la variation de la profondeur en fonction de l'impédance, pour trois cas de profondeurs.

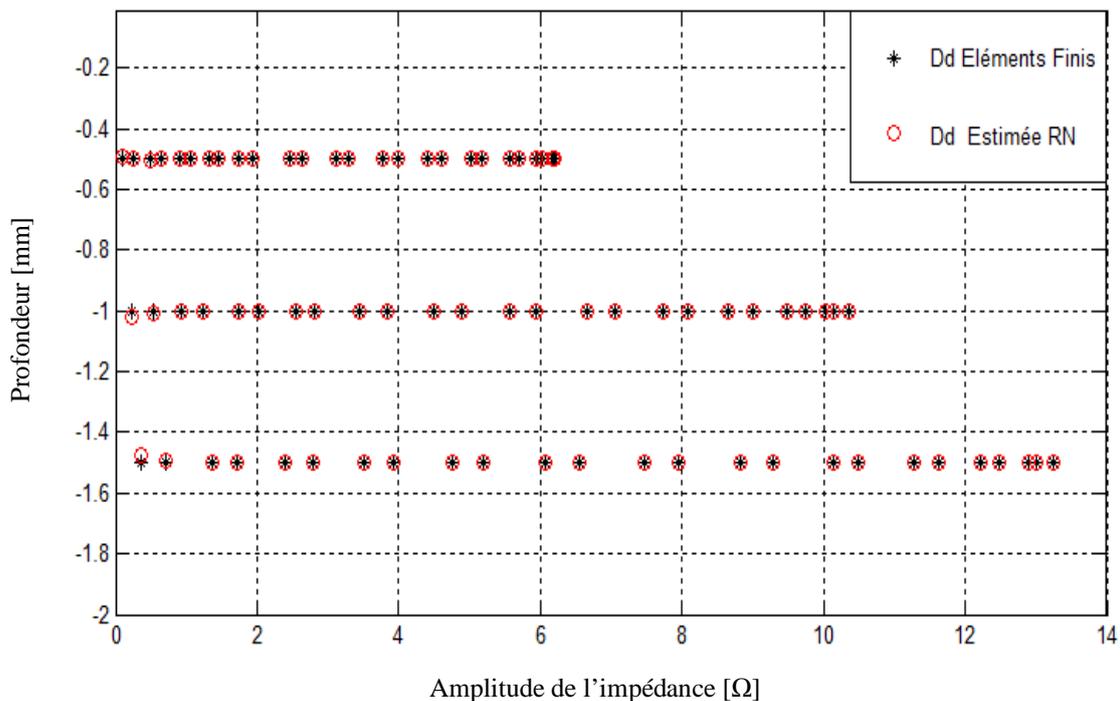


Fig. 4.17 Evaluation de trois profondeurs du défaut en fonction de l'amplitude de l'impédance

Pour que la base de données devienne plus représentative elle doit inclure d'autres vecteurs de profondeurs limitées entre 0.5 mm et 2.5 mm. la Figure (4.18) concerne cinq cas de profondeurs, la configuration du RNA obtenue (23 neurones), après 110 itérations, le résultat obtenu est plus fiable que celui obtenue pour trois cas de profondeurs,

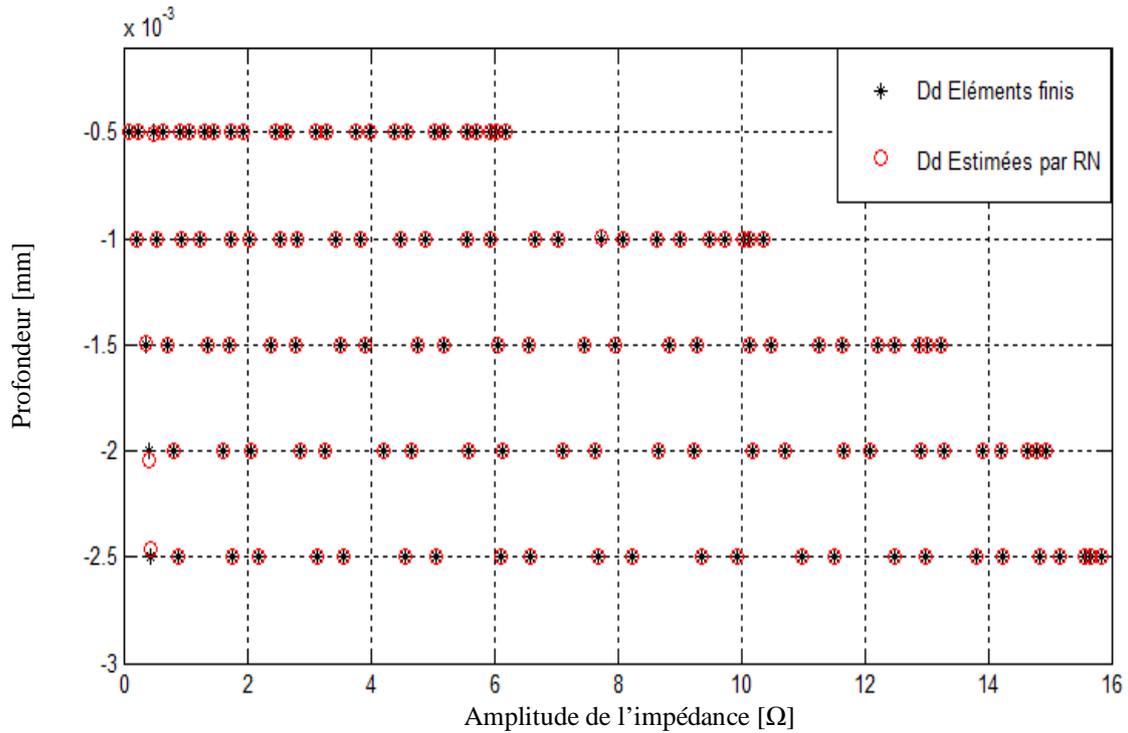


Fig. 4.18 Evaluation de cinq profondeurs du défaut en fonction de l'amplitude de l'impédance

Etant donné que le nombre de profondeurs à augmenté, ce qui engendre un nombre d'itérations plus important et par conséquent un temps d'apprentissage plus long, Figure (4.19).

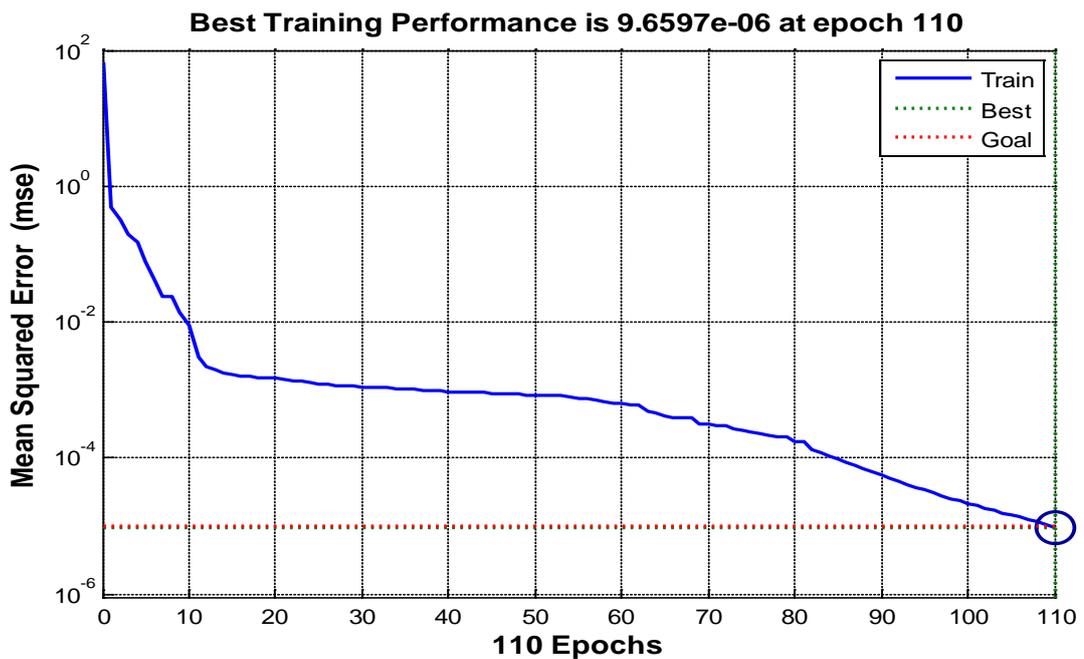


Fig. 4.19 Fonction coût (EQM) en fonction du nombre d'itérations

4.11.3 Estimation de la longueur

L'estimation de la longueur par RNA est faite de la même manière que la profondeur. Pour construire la base de donnée, on fixe la profondeur et on fait varier la longueur pour calculer ensuite la variation de l'impédance correspondante, pour un balayage du tube de -20mm à 20mm. Les résultats sont illustrés sur la Figure (4.20).

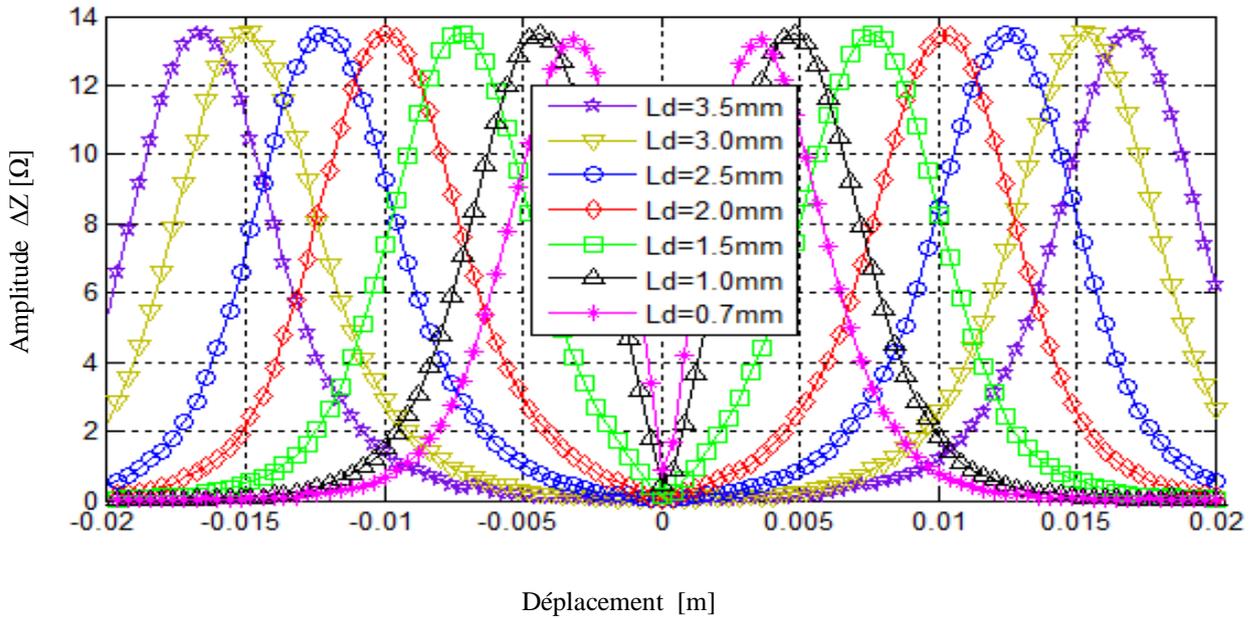


Fig. 4.20 Variation de l'impédance en fonction de la position du capteur pour différents longueurs

L'élaboration de la base d'apprentissage doit prendre en considération toute information pertinente, donc pour déterminer la longueur du défaut, on garde la même configuration du réseau utilisé précédemment (MLP), tout en remplaçant seulement le vecteur contenant les profondeurs par celui de la longueur ainsi que les impédances correspondantes. La longueur du défaut obtenue par le réseau sera comparée pour chaque itération à celle de la référence. L'écart de l'erreur entre la longueur estimée et la référence sera injectée dans le réseau jusqu'à que le processus itératif converge. La Figure (4.21) représente les démarches de l'apprentissage.

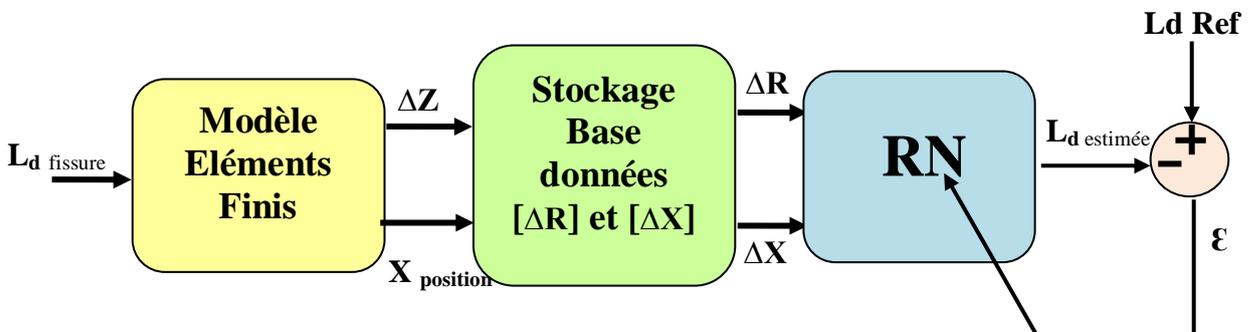


Fig. 4.21 Problème inverse par RN à deux entrées et une seul sortie

La Figure (4. 22). Montre une similitude parfaite entre les résultats obtenus par le modèle direct et celui du RNA.

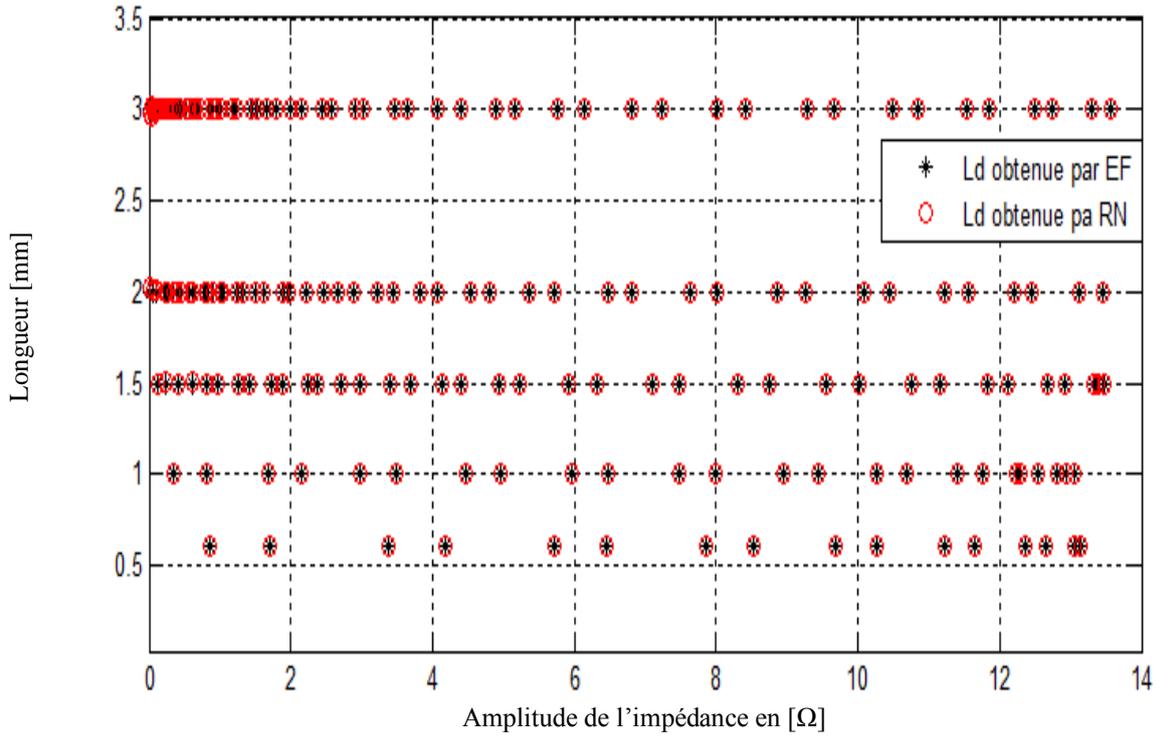


Fig.4.22 Evaluation de cinq longueurs du défaut en fonction de l'amplitude de l'impédance

La Figure (4.23) illustre la fonction coût (l'erreur quadratique moyenne), on constate que cette dernière converge vers l'optimum que nous imposé de 10^{-5} après 122 itérations.



Fig. 4.23 Fonction coût (EQM) en fonction du nombre d'itérations

Il est clair que la variation de la longueur du défaut n'influe pas sur l'amplitude de l'impédance du capteur à courants de Foucault. Mais en réalité l'écart entre les deux pics qui varie selon la variation de la longueur. C'est pour cette raison que nous obtenons les résultats de la Figure (4.20). La Figure (4.24) illustre la variation des différentes longueurs en fonction de la position du capteur.

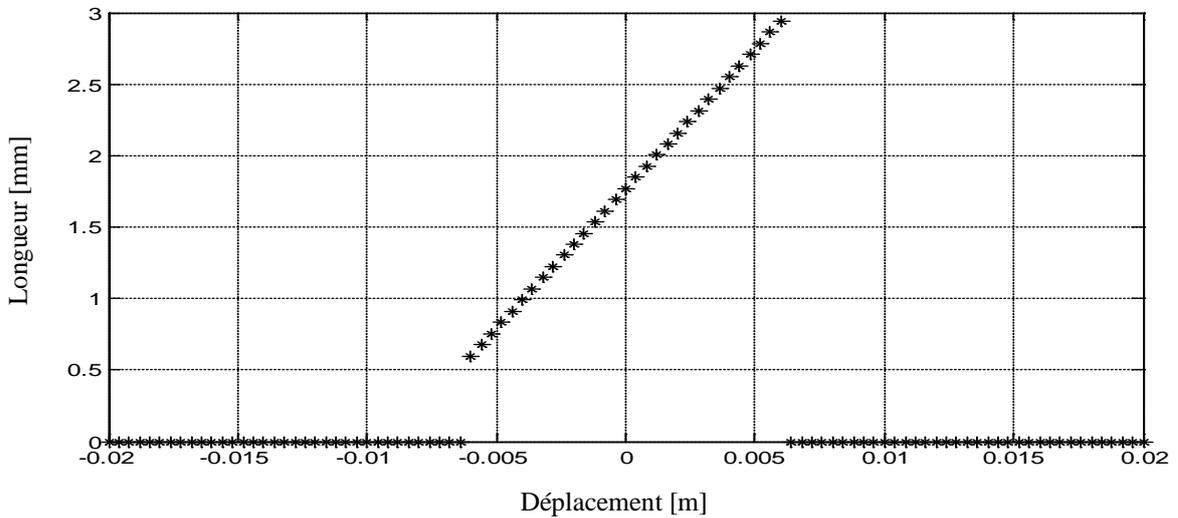


Fig. 4.24 Variation de la longueur du défaut en fonction de la position du capteur

En résumé, l'évaluation de la profondeur ou de la longueur indépendamment ne conduit pas à une parfaite caractérisation de la géométrie d'un tel défaut. C'est pour cette raison qu'une évaluation des deux grandeurs (profondeur et longueur) en même temps sera établie en exploitant l'architecture précédente ; mais cette fois ci la base de données doit contenir deux vecteurs d'entrées et deux vecteurs pour la sortie à estimer. La Figure (4.25) montre le schéma synoptique d'un réseau (MLP) avec deux entrées et deux sorties pour la caractérisation du défaut.



Fig. 4.25 Problème inverse par RN à deux entrées et deux sorties

Après 35 itérations le réseau converge vers l'optimum imposé, les résultats obtenus pour 5 cas de profondeurs et de longueurs du modèle direct (EF) et ceux obtenues par le réseau de neurones sont illustrés sur le tableau suivant :

Tableau. 4.1 Résultats obtenues par modèle direct (EF) et inverse (RNA)

	Modèle direct Eléments Finis					Modèle inverse Réseau de Neurone				
Profondeurs (mm)	0.5	1	1.5	2	2.5	0.499	0.995	1.501	2.000	2.498
Longueurs (mm)	0.7	1	1.5	2	2.5	0.7	0.997	1.493	1.973	2.488

Les deux Figures. (4.26) et (4.27) montrent respectivement une concordance acceptable entre 5 cas de profondeurs et longueurs obtenues par le modèle direct utilisant la méthode des éléments finis et ceux obtenus par réseau de neurones.

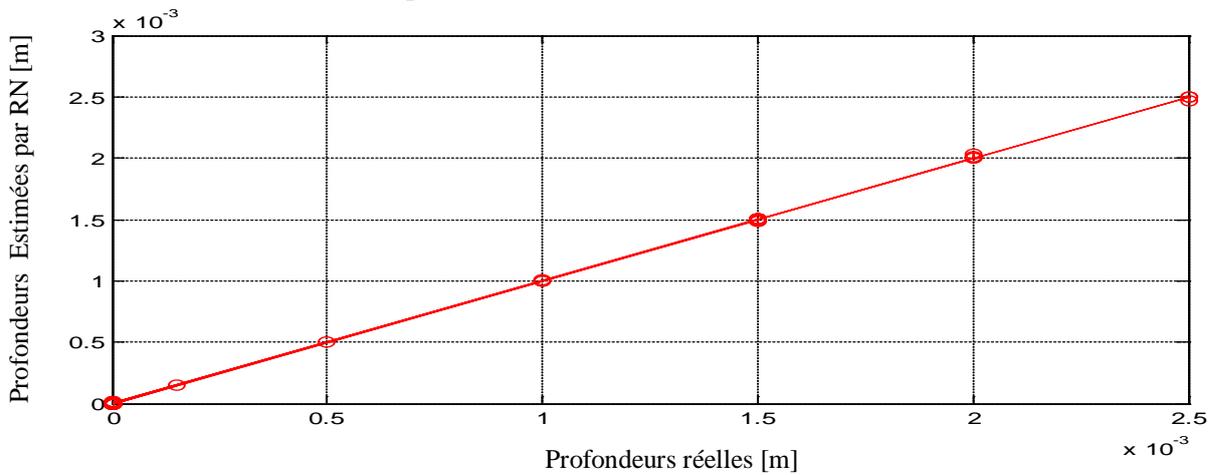


Fig. 4.26 Profondeurs réelles et Estimées par RN

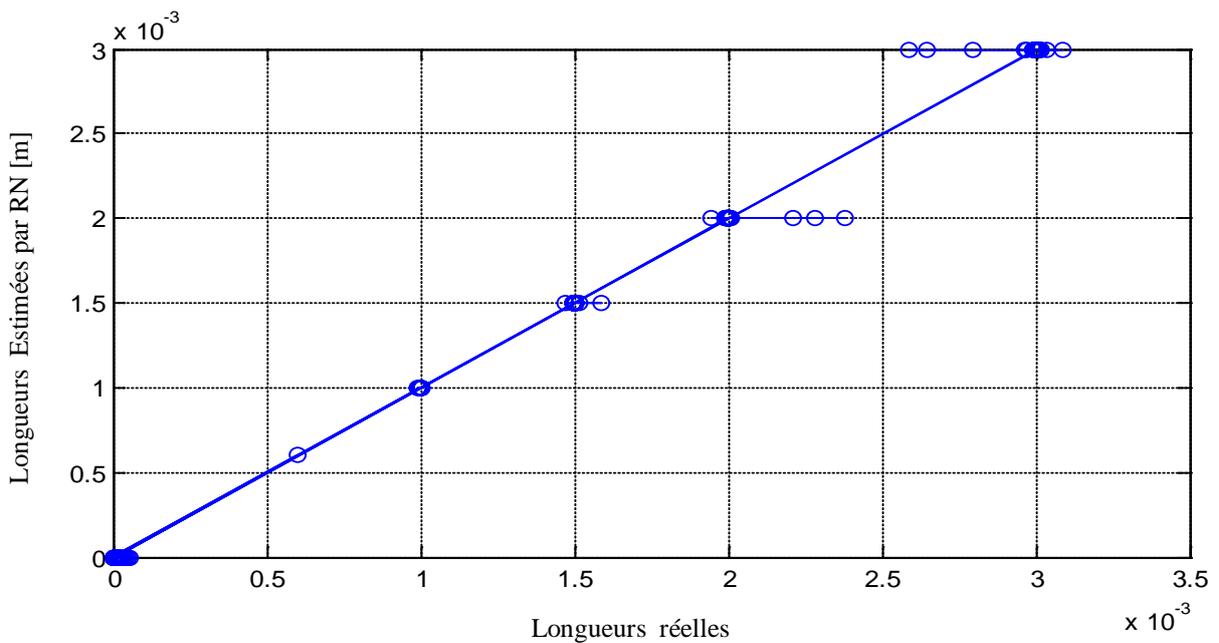


Fig. 4.27 Longueurs réelles et estimées par RN

Finalement pour aboutir à la forme géométrique globale du défaut en fonction des deux paramètres la profondeur et la longueur, un entraînement du réseau (MLP) a été effectué et après 35 itérations, le réseau atteint l'optimum que nous avons imposé, Figure (4.28).

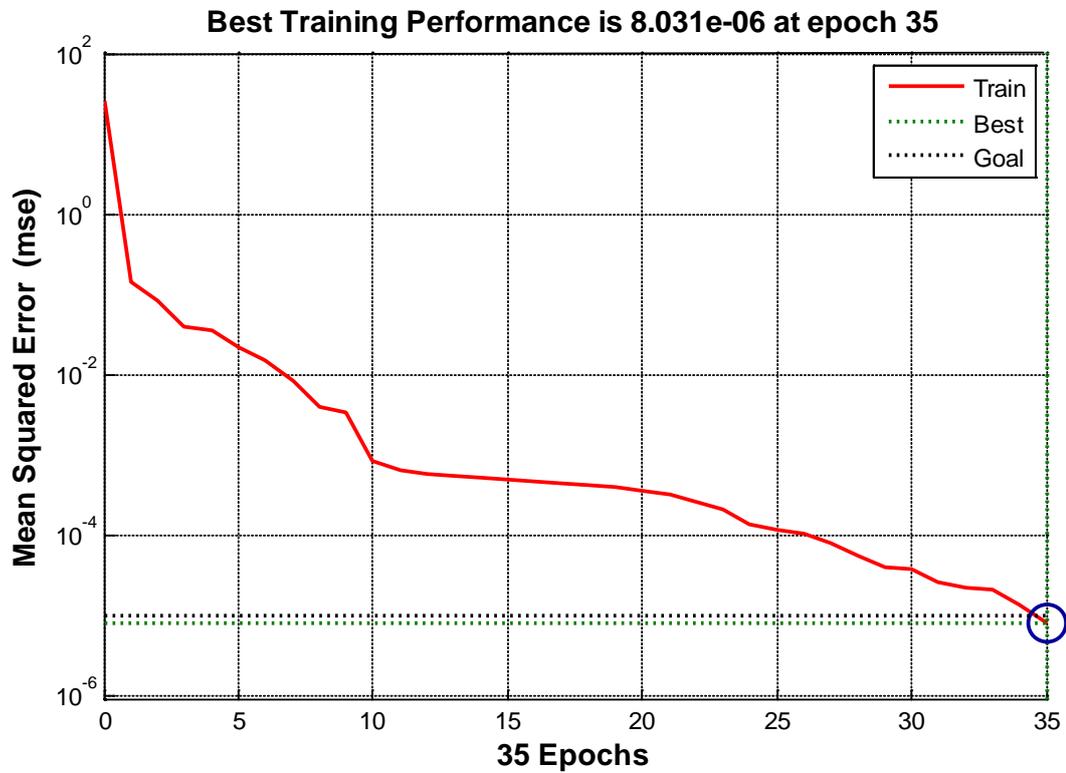


Fig. 4.28 Fonction coût (EQM) en fonction de nombre

La figure (4.29) illustre, en fonction de la position du capteur, la forme géométrique d'un seul défaut, ayant 1.3 mm de longueur et 1.2 mm de profondeur.

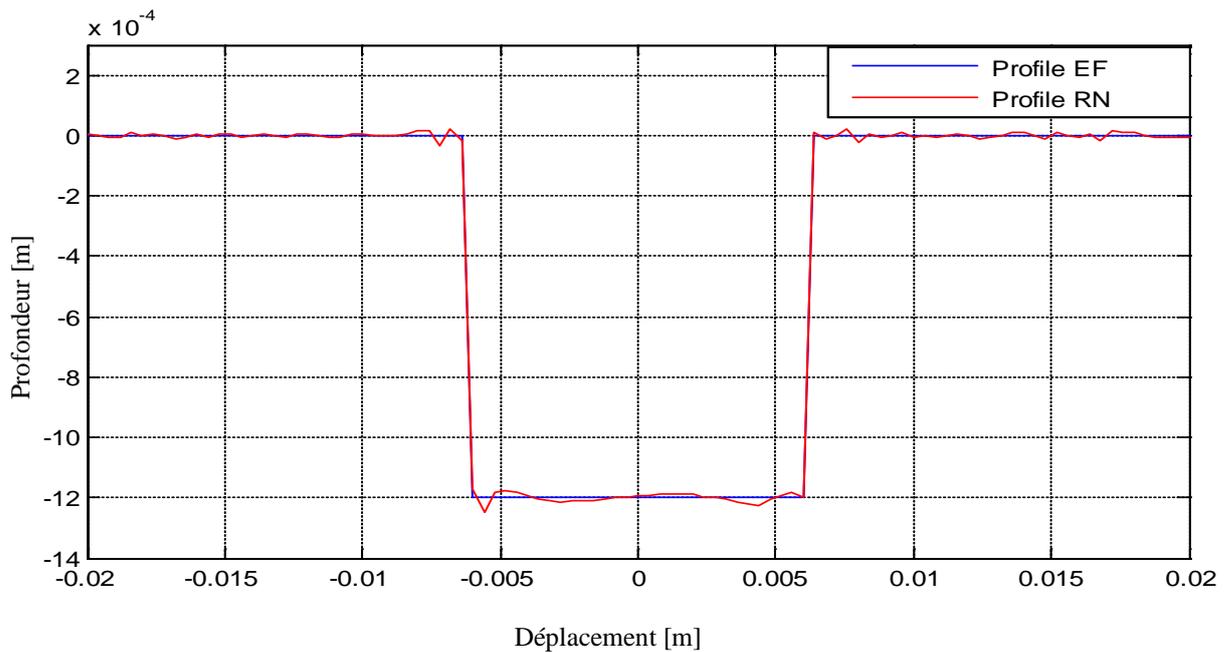


Fig. 4.29. Profil du défaut obtenu par éléments finis et celui obtenu par RN

La Figure (4.30) englobe les résultats obtenus pour 5 cas de, profondeurs et longueurs, par modèle direct et inverse.

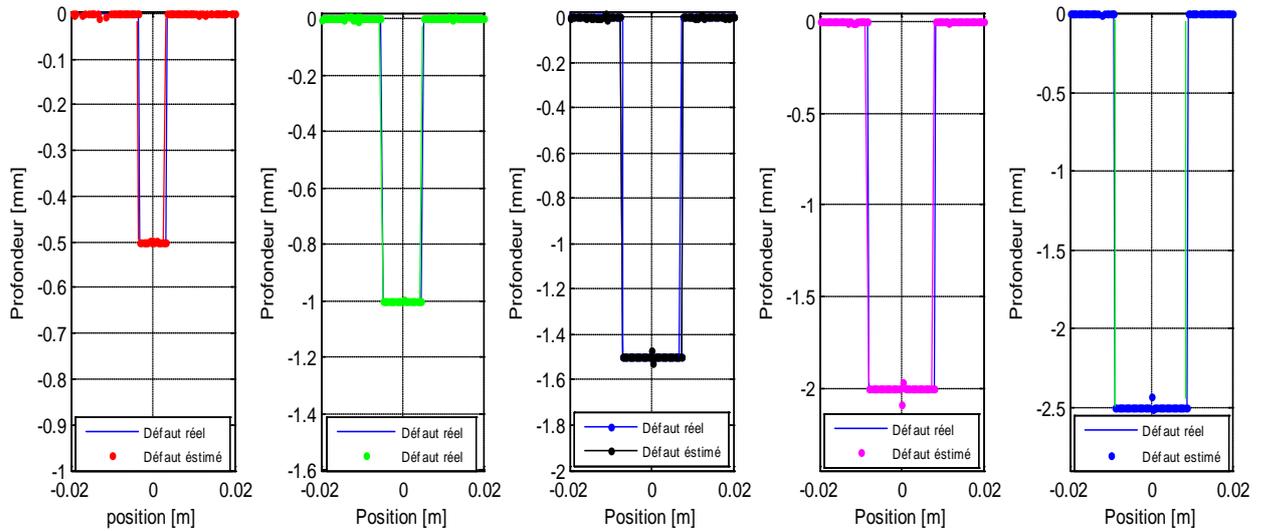


Fig.430 Profil du défaut obtenu par éléments finis et par RN pour 5 cas profondeurs et longueurs

4.13 Conclusion

Comme les réseaux de neurones artificiels sont des outils experts intelligents utilisés généralement pour la classification et l'optimisation des systèmes, ils trouvent une place privilégiée dans le domaine du contrôle non destructif (CND), surtout dans les applications pour les caractérisations soit géométrique (profondeur, longueur) ou physique (conductivité, perméabilité) d'un tel défaut.

Dans ce chapitre, une application par réseaux de neurones dans le domaine de (CND-CF) a été élaborée. Il s'agit de reconstituer la forme géométrique d'un défaut de type manque de matière à travers l'estimation de ses dimensions (profondeur et longueur). Pour ce faire un problème inverse a été résolu par un réseau de neurone de type MLP dont la fonction d'activation est la fonction (logsig) qui a été exploitée dans cette partie. Ainsi, Comme le capteur utilisé dans ce travail est de type différentiel, nous avons choisis les deux parties réels et imaginaire de chaque impédance, constituant la signature du défaut, afin d'arriver à une concordance entre les données du problème direct et celles obtenues par le réseau de neurone en un temps acceptable. Les résultats obtenus montrent une similitude exemplaire entre ceux du modèle direct et modèle par RNA, ce qui prouve qu'on peut atteindre des objectifs plus importants comme la caractérisation des défauts, chose qui n'été pas accessible par le biais du modèle direct.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

D'une façon générale dans l'industrie, lors de la fabrication, l'assemblage ou l'utilisation de pièces industrielles, des défauts sont susceptibles d'apparaître et peuvent engendrer de graves conséquences. Les techniques de contrôle non destructif permettent, entre autres, d'anticiper ce genre de problèmes. Les matériaux conducteurs de l'électricité sont particulièrement sujets à l'apparition de défauts de structure: fissuration, délaminage, présence d'eau, porosité, défauts de collage, ... Afin de détecter au plutôt leur présence, de nombreuses techniques de Contrôle Non Destructif (CND) ont été développées en fonction du type de matériau ou du type de défaut. Les résultats ainsi obtenus sont différents (avec ou sans contact, défauts internes ou surfaciques, contrôle de la nature du matériau, de sa composition interne,...)

Dans ce travail, un état de l'art a été établi du point de vue méthodologique et technologique sur les différentes techniques de Contrôle non Destructif (CND). L'utilisation des courants de Foucault permet un contrôle non destructif fiable, rapide et peu coûteux des milieux conducteurs. La simplicité de ce contrôle et sa robustesse ont rendu cette technique très utilisée industriellement depuis plusieurs décennies. Dans le second volet, nous avons présenté un aperçu sur les différents capteurs et sondes utilisées dans le domaine de CND-CF.

Afin d'avoir un outil de modélisation capable de couvrir un grand nombre de configurations, les méthodes numériques reposant sur la méthode des éléments finis prennent l'avantage devant les méthodes analytiques qui ne s'appliquent que dans quelques cas spécifiques. Un accent particulier a été mis sur le modèle éléments finis axisymétrique. Ce dernier s'avère très rapide même en comparaison au modèle analytique.

Actuellement, la détection d'un défaut est une phase très importante, qui intéresse les chercheurs théoriciens et praticiens, pour cela une modélisation par éléments finis à été attribuée, pour la détection de deux défauts de natures différentes dont le premier défaut est de type manque de matière qui est le plus rencontré dans les littératures et le deuxième type représente un défaut conducteur de conductivité finie (inclusion, micro soudure...), ou d'autres matériaux polluants occupant des volumes qui ont de début une conductivité infinie (air). Par conséquence, conséquence, et si ce genre de défauts sont négligés de départ peuvent engendrer de graves conséquences.

La connaissance des caractéristiques géométriques (profondeur, et longueur) et physiques (conductivité, perméabilité) de la cible dans le domaine de CND-CF est un point parmi l'ensemble des points forts qui attirent les industriels, parce qu'il n'existe pas une relation directe entre par exemple l'impédance du capteur et celle du défaut. Ce qui rend la résolution

des problèmes directs limitée, alors un passage aux problèmes inverses devient une nécessité. Ce qui nous a conduit à résoudre ce problème à travers les techniques de l'intelligence artificielle; telle que celle des réseaux de neurones, dont l'objectif de la contribution est la caractérisation géométrique d'un défaut axisymétrique.

Le développement de cette approche a été fondé sur deux étapes : dans la première, il s'agit de construire la base de données à partir d'un modèle direct, proposer une architecture optimale des réseaux afin de régler les paramètres du réseau à savoir, le nombre de neurones dans la couche cachée ainsi que les fonctions d'activation de ces derniers, cette étape devrait se faire soigneusement. Dans la deuxième, il s'agit de choisir l'algorithme d'apprentissage ainsi que le test et la validation. Enfin nous avons mis en œuvre le réseau, ensuite nous avons procédé aux tests et à la généralisation. Les réseaux de neurones sont parmi les outils les plus efficaces pour que se soit la classification, l'optimisation ou la caractérisation, leurs problèmes majeur est dans le choix du nombre de couches cachées ainsi que le nombre de neurones dans chaque couche.

Des perspectives à ces travaux peuvent être suggérées :

- *Etendre l'étude des défauts soit manque de matière et/ou conducteur à une étude en 3D.*
- *Elaboration d'une Modélisation de la propagation dynamique de la fissure par introduction des contraintes mécanique.*
- *Introduction des nouveaux capteurs magnétiques GMR, GMI qui se caractérisent par leurs sensibilité et leurs grande bande passante en faible fréquence pour l'inspection des pièces que se soit magnétiques ou amagnétiques.*
- *Passage à une réalisation d'un prototype de l'ensemble capteur/cible qui nous permet de valider les différents résultats obtenus.*
- *Etendre l'étude pour la détection des défauts profonds en utilisant la technique des courants de Foucault pulsée.*
- *Création d'une interface pour un problème de (CND) traité par les techniques de l'intelligence artificiels et élargir la base de données pour des systèmes plus complexes.*
- *Optimisation de différentes grandeurs de défauts soit manque de matière ou conducteur utilisant les algorithmes génétiques.*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références Bibliographiques

- [01] T. Bouchala, “Développement de Méthodes Rapides pour la Résolution des Problèmes Directes dans les Systèmes de CND par Courants de Foucault”. Thèse de Doctorat, Université El-Hadj Lakhder, Batna, 2014.
- [02] H. Zaidi, “Méthodologies pour la Modélisation des Couches Fines et du Déplacement en Contrôle non Destructif par Courants de Foucault : Application aux Capteurs Souples”. Thèse de Doctorat, Université, Paris- Sud, 2012.
- [03] Y. Le Diraison. “Imagerie à Courants de Foucault pour l’Evaluation non Destructive de Structures Rivetées Aéronautiques”, Thèse de Doctorat.de l'Ecole Supérieure de Cachan, 2008.
- [04] A. Abdelhak, “Contrôle non Destructif par courants de Foucault Etude et Réalisation d'un Capteur Inductif”. Mémoire de Magister. Université El-Haj Lakhder, Batna, Septembre 2006.
- [05] Y. Choua, “Application de la méthode des Eléments Finis pour la Modélisation de Configurations de Contrôle non Destructif par Courants de Foucault”. Thèse de Doctorat, Université de Paris Sud 11, France, 2010.
- [06] N. Benhadda, “Modélisation des Capteurs Inductifs à Courants de Foucault ”, Mémoire de Magister. Université El-Hadj Lakhder, Batna, 2006.
- [07] PH. Beltrame, “Modélisation de la Perturbation Electromagnétique au Voisinage d'une Fissure Mince dans un Matériau Conducteur. Application au Contrôle Non Destructif par Courants de Foucault”. Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon. France, 2002.
- [08] J. Kerouedan, “Conception et Réalisation de Sondes Hyperfréquences pour la Détection de Micro-Fissures de Fatigue à la Surface des Métaux”. Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale (UBO), 2009.
- [09] V. Doirat, “Contribution à la Modélisation de Systèmes de Contrôle non destructif par Courants de Foucault Application à la Caractérisation Physique et Dimensionnelle de Matériaux de L'aéronautique”. Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2007.
- [10] CH. Zorni, “Contrôle non Destructif par Courants de Foucault de Milieux Ferromagnétiques : de l’Expérience au Modèle d’Interaction”. Thèse de Doctorat, Université de Paris-Sud 11, 2012.
- [11] V. Thomas, “Système Multicapteurs et Traitement des Signaux Associé pour L'imagerie par courants de Foucault de Pièces Aéronautiques”. Thèse de Doctorat, Ecole Normale de Cachan, 2010.
- [12] L. S. Rosadoa, A. Filipe. Cardoso, Susana Cardoso, Pedro M. Ramosa, Paulo P. Freitas, Moisés Piedade, “Eddy currents testing probe With Magneto-Resistive Sensors and Differential Measurement”. Sensor and Actuators, A, Phys. Elsevier, 2014, pp. 58-67.
- [13] Zh. Zeng, Yiming Deng, Xin Liu, Lalita Udpa, *Fellow, IEEE*, Satish S. Udpa, Benjamin E. C. Koltenbah, Richard H. Bossi, and Gary Steffes, “EC-GMR Data Analysis for Inspection of Multilayer Airframe Structures”, IEEE Transactions on Magnetics, pp.4745-4752, Vol. 47, N°. 12, 2011.

- [14] C. Ravat, “Conception de Multicapteurs à Courants de Foucault et Inversion des Signaux Associés pour le Contrôle non Destructif”. Thèse de Doctorat, Paris-Sud 11, 2008.
- [15] A Zaoui, “Contribution à la Modélisation de CND par Matrice à Courants de Foucault”. Thèse de Doctorat, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Octobre 2008.
- [16] CV. Dodd and WE. Deeds, “Analytical Solutions to Eddy-Current Probe-Coil Problem”. *Journal of Applied Physics*; Vol. 39: pp. 2829–39. 1968.
- [17] S. Bensaid, “Contribution a la Caractérisation et à la Modélisation Electromagnétique et Thermique des Matériaux Composites Anisotropies”. Thèse de Doctorat, à l’IREENA Saint-Nazaire, Université de Nantes, 2006.
- [18] C. Thành Long, “Évaluation non-Destructive Quantitative de Structures Aéronautiques par la Méthode des Courants de Foucault”. Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2012.
- [19] L. Tekoing, “Formulation Intégrale Surfactive des Equations de Maxwell pour la Simulation de Contrôles non Destructifs par Courants de Foucault. Étude Préliminaire à la Mise en Œuvre de la Méthode Multipôle Rapide”. Thèse de Doctorat de L’Ecole Polytechnique, Paris Tech. 2011.
- [20] A. E. Lakhderi, “Étude et Modélisation de Capteurs en CND par Courants de Foucault : Application à la Détection des Fissures”. Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2011
- [21] N. Oukacine, “Utilisation des Réseaux de Neurones pour la Reconstitution de Défauts en Evaluation non Destructive”, Mémoire de Magister. Université de Tizi-Ouzou, 2012.
- [22] Y. Le Bihan, J. Pavo, C. Marchand, “Calculation of ECT Signal of a Minute Crack by FEM-BIM hybrid Method”, *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 28, pp. 355-360, 2004.
- [23] K. E. Atkinson, “The Numerical Solution of Integral Equations of the Second Kind”. Cambridge University Press, 1997.
- [24] C. Touzet, “Les Réseaux de Neurones Artificiels, Introduction au Connexionnisme, Cours, Exercices et Travaux Pratiques”, juillet 1992.
- [25] M. Didier, “Utilisation d’un Réseau de Neurones Artificiels comme Fonction d’Evaluation d’un Jeu”. EPFL-DMA, CH-1015 Lausanne, 1992.
- [26] A. Rosell and G. Persson, “Finite Element Modeling of Closed Cracks in Eddy Current Testing”. *International Journal of Fatigue*, Elsevier, 41, 2012, p. 30–38.
- [27] T. Bouchala., B. Abdelhadi and A. Benoudjit. Novel Coupled Electric Field Method for Defect Characterization in Eddy Current non-Destructive Testing Systems, *Journal of Nondestructive Evaluation*, 2013, Springer Science+ Business Media, New York, USA.
- [28] N. Benhadda., T. Bouchala A. Guettafi and B. Abdelhadi, “Study of the Influence of Conductive Defect Characteristics on Eddy Current Differential Probe Signal”. *Journal of Electrical Engineering*, (JEE Romania), 2014, Issue 3.
- [29] B. Maouche and M. Feliachi, “A Half Analytical Formulation for the Impedance Variation in Axisymmetrical Modeling of Eddy Current non Destructive Testing”. *European Physical Journal Applied Physics*, February, Vol. 33, pp. 59-67, 2006.

- [30] K. R. Shao, G. Youguang. and J. D. Lavers, “Multiresolution Analysis for Reconstruction of Conductivity Profiles in Eddy Current Nondestructive Evaluation using Probe Impedance Data”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, 2004. 2101–2103.
- [31] F. Villone, “Simulation of Thin Cracks with Finite Resistivity in Eddy Current Testing”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 4, pp. 1706- 1709, July 2000.
- [32] Y. Noritaka, M. Kenzo, “Discussion on the Equivalent Conductivity and Resistance of Stress Corrosion Cracks in Eddy Current Simulations”. NDT & E Int. Vol 42. pp. 9-15, 2009.
- [33] S. Zerguini, “Elaboration de Modèles Electromagnétiques Caractérisant le Contrôle non Destructif par Courants de Foucault”. Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2009.
- [34] Uwe Tröltzsch, Frank Wendler and Olfa Kanoun, “Simplified Analytical Inductance Model for a Single Turn Eddy Current Sensor”. Elsevier, Sensors and Actuators A, Vol. 191, 2013, pp.11-21.
- [35] L. Udpa. and W. Lord, “Impedance and Mesh Structure Considerations in the Finite Element Analysis of Eddy Current NDT Probe Phenomena”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-21, No.6, 1985, pp. 2268-2272.
- [36] Y. Noritaka and M. Kenzo, “Discussion on the Equivalent Conductivity and Resistance of Stress Corrosion Cracks in Eddy Current Simulations”. Elsevier, Vol.42, pp. 9-15. 2008.
- [37] D. A. Ibukun and Y. T. Gui, “Decoupling the Influence of Permeability and Conductivity in Pulsed Eddy-Current Measurements”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 49, No. 3, 2013.
- [38] Y. Yating and D. Pingan, “Optimization of an Eddy Current Sensor using Finite Element Method”. Proceedings of the (2007) IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, August 5 - 8, 2007, Harbin, China, pp. 3775-3800.
- [39] N. Ida and W. Lord, “A Finite Element Model for Three-Dimensional Eddy Current NDT Phenomena”. IEEE Transactions on Magnetics. Vol. MAG-21, No. 6, 1985, pp. 2635.
- [40] Veeraraghavan Sundararaghavan, Krishnan Balasubramaniam, Nimmagadda Ramesh Babub, Nataraja Rajesh, “A Multi-Frequency Eddy Current Inversion Method for Characterizing Conductivity Gradients on Water Jet Penned Components”. NDT&E International, Vol. 38, 2005, pp.541–547.
- [41] N. Benhadda, A. Abdou, A .Guettafi, et A. Benoudjit, ”Simulation du Contrôle Non Destructif par Capteurs à Courants de Foucault de Pièces Cylindriques Amagnétiques”, 4th conference International of Genie Electric, Nov 2006.Univerity of Batna, pp.123-127.
- [42] N. Benhadda A. Abdou, A. Guettafi, et A. Benoudjit, ”Analyse par la Méthode des Éléments Finis d’un Capteurs à Courants de Foucault en Mode Différentiel pour l’Inspection des Pièces Cylindriques”. 5^{eme} Conférence sur le Génie Electric à l’Ecole Militaire Polytechnique de Bordj el Bahri Alger, 16 et 17 Avril 2007.
- [43] B. Helifa Contribution à la Simulation du CND par Courants de Foucault Vue de la Caractérisation des Fissures débouchantes”. Thèse de Doctorat, Université de Nantes. 2012.
- [44] Javier G.-M., Jaime G.-G. and Ernesto, V.-S, ”Non-Destructive Techniques Based on Eddy Current Testing”. Sens. J., 2011, pp.2525–2565.

- [45] B. Maouche, Rezak A. and Feliachi M.: Semi Analytical Calculation of the Impedance of Differential Sensor for Eddy Current non Destructive Testing. In: NDT & E International, Elsevier, Amsterdam, Vol. 42, 2009, pp.573–580.
- [46] M. Rachek, Cherif S. and Kadi H. :Strong Coupled Formulation of the Magnetic Vector Potential and Total Current Density for Eddy Current Testing with Skin and Proximity Effects. The International Conference on Electronics & Oil from Theory to Application. March 05-06, 2013, Ouargla, Algeria.
- [47] T. Bouchala, Abdelhadi B. and Benoudjit A.: Fast Analytical Modeling of Eddy Current non Destructive Testing of Magnetic Material. Journal of Nondestructive Evaluation, Springer Science,
- [48] A. Trillon, “Reconstruction de Défauts a Partir de Données Issues de Capteurs à Courants de Foucault avec Modèle Direct Différentiel”, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2012.
- [49] C. Touzet, “Les Réseaux de Neurones Artificiels, Introduction aux Connexionnisme, Cour, Exercices et Travaux Pratiques’’, 1992.
- [50] M. Parizeau, “Le Perceptron Multicouche et son Algorithme de Rétropropagation des Erreurs’’, Cour, Département de Génie Electrique et Génie Informatique, Université Laval. 2004.
- [51] M. Y. Ammar, “Mise en Œuvre de Réseaux de Neurones pour la Modélisation de Cinétiques Rationnelles en Vue de Transposition Batch /Continu’’, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [52] A., Ayad, Benhamida F. Bendaoud A. Le Bihan Y. and Bensetti M, “Solution of Inverse Problems in Electromagnetic NDT Using Neural Networks’’, PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 87 NR 9a/2011.
- [53] S. Ratnajeevan, Hoole. H, “Artificial Neural Networks in the Solution of Inverse Electromagnetic Field Problems’’, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No. 2, 1993.
- [54] T. Chady, Enokizono M, and Sikora R, “Neural Network Models of Eddy Current Multi-Frequency System for Nondestructive Testing’’, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 4, 2000.
- [55] T. Chady, Enokizono M, Sikora R, Todaka T and Tsuchida Y, “Natural Crack Recognition Using Inverse Neural Model and Multi-Frequency Eddy Current Method’’, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No 4, 2001.
- [56] Ch. Subhas , Mukhopadhyay, “A Novel Planar Mesh-Type Microelectromagnetic Sensor-Part II: Estimation of System Properties’’, IEEE, Sensor Journal, Vol. 4, No. 3, 2004.
- [57] V.P. Lunin, “Phenomenological and Algorithmic Method for the Solution of Inverse Problem of Electromagnetic Testing’’. Russian Journal of Non Destructive Testing, Vol. 42, No. 6, pp. 353-362, 2006.
- [58] S.J. Song and Y.K. Shin, “Eddy Current Flaw Characterization in Tubes by Neural Networks and Finite Element Modeling’’. Elsevier, Vol.33, pp.233-243, 1999.