الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique et de l'Informatique



Projet de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en électrotechnique

Spécialité : Réseaux Electriques

Thème

Identification des paramétres des enroulements du transformateur en vue de son diagnostic

Proposé et dirigé par :

Dr. HOUASSINE Hamza

Préparé et présenté par :

M. Gacem zakaria

M. Boutouba soufyane

DÉDICACE

Je dédie ce travail,

A mes parents : BOUTOUBA Fatima et Mohammed, grâces à ses encouragements et ses grands sacrifices, ils ont pu créer le climat affectueux et propice à la poursuite de mes études.

Je prise le bon Dieu de les bénir, de veiller sur eux en espérant qu'ils seront toujours fiers de moi.

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation, depuis le primaire à ce jour, en particulier : HOUASSINE HAMZA

A toute la famille BOUTOUBA, ABD ENNOUR,

*A mes frères et mes très chères sœurs, **houssine**, Saïd Amal, Hessan, Hourria Mohammed, Ismail, Samira, Hanane et Farida*

A mon petit cœur Jamal et louai

A mon binôme GACEM Zakaria

A tous mes amis et mes collègues surtout KHALFI Mouhcen, Sallemi Adel, Kouidri Abd ennour, Hamadi Zakaria, boukerras Riad, hadhjira, Kamel, Fatah et à tous ceux qui m'ont aidé pour réaliser ce mémoire.

A l'ensemble des étudiant de ma promotion, particulièrement ceux d'électrotechnique

Enfin, à tous ceux que j'aime, et qui m'aiment

SOUFYANE

DÉDICACE

Je dédie ce travail,
A mes très chers parents qui ont sacrifié leur vie pour
ma réussite, et pour leurs encouragements. Que dieu
les garde éternellement heureux.

A toute la famille GACEM , LICHANI . BOUREZZA ,HAMADI et ZIOUCHE

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation, depuis le Primaire à ce jour, en particulier : HOUASSINE HAMZA A tous mes amis et mes collègues surtout Hamadi Zakaria et lakhel mohamed redha, et à tous ceux qui m'ont aidé pour réaliser ce mémoire.

A l'ensemble des étudiant de ma promotion, particulièrement ceux d'électrotechnique

Enfin, à tous ceux que j'aime, et qui m'aiment

ZAKARIA GECEM

Remerciements

Tout d’abord, nous remercions Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de nous avoir appris ce qu’ignorais, de nous avoir donné la santé et tout dont on nécessitait pour l’accomplissement de cette thèse.

Nous adressons de chaleureux remerciements à M. HOUASSINE Hamza, Docteur à l’université Yahia Farés de Médéa pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité. Aussi, je le remercie pour ses encouragements, son indulgence, et sa sympathie tout au long des années de travail.

Nous adressons nos vifs remerciements à M. HACHLAF REDHOUANE enseignant au département d’électronique à l’université de Blida pour son aide pour l’accomplissement de ce travail.

Egalement nous tenons à remercier vivement M. SAHNOUNE CHAOUCHE Moustafa et M. CHANANE Abdalah Doctorants au Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en automatique de l’université de Médéa, pour leur aide si précieuse sur les plans conseils et orientations.

Nous remercions les membres du jury pour la pertinence de leurs remarques avisées, qui vont permettre l’amélioration de la qualité du manuscrit et l’essor vers de nouvelles perspectives.

Nous remercions également tous les enseignants de département d’électrotechnique de l’université Yahia Fares de Médéa qui ont participé à notre formation pendant tout le cycle universitaire.

Nous tenons à présenter nos vifs remerciements au Directeur et aux membres du laboratoire de recherche en électrotechnique et en automatique (LREA) de l’université de pour le matériel mis à notre disposition pour faire aboutir ce travail.

Enfin, nous ne pouvons oublier de remercier nos familles pour leur soutien au cours de ces Cinq années et sans lesquelles nous n'en serais pas là aujourd'hui.

الملخص :

هذا العمل هو دراسة و نمذجة لوشيعة محول كهربائي يهدف تشخيصه وذلك باستخدام طريقة العناصر المحدودة .الوشيعة التي تم اعتمادها في هذه الدراسة مقسمة الى خمسة اقراص متطابقة يتضمن كل قرص 30 لفة.

بعد التأكد من صحة النموذج المعتمد اقمنا دراسة تشخيصية لوشيعة المحول لدراسة مختلف الاعطال الممكن حدوثها استنادا الى تقنية استجابة الترددات النتائج المتحصل عليها تم تحليلها .

هذه النتائج تم استعمالها كقاعدة بيانات لأجل كشف و تحديد اماكن الاعطال في لفات المحولات الكهربائية.

مفتاح الكلمات : المحولات , التشخيص , استجابة الترددات.

Résumé :

Ce travail est une étude et modélisation d'un enroulement du transformateur en vue de son diagnostic en utilisant la méthode des éléments finis. L'enroulement étudié est discrétisé en 5 disques comprend 30 tours chacun.

Apres avoir validé le modèle adopté expérimentalement, nous avons présenté une étude de diagnostic de l'enroulement du transformateur. Pour étudier les différentes défaillances de l'enroulement en se basant sur la technique d'analyse de la réponse fréquentielle (FRA), les résultats obtenus sont discutés. Ces résultats sont utilisés comme une base de données pour la détection et localisation des défauts dans les enroulements de transformateur.

Mot clés : Transformateur, Diagnostic, Analyse fréquentielle.

Abstract:

This work is a study and modeling of a transformer winding to diagnosis using the finite element method. The winding studied is discredited in 05 identical disks includes 30 turn for each disk.

After experimentally validation of the adopted model, we presented a diagnostic study of the transformer winding. The study of the different faults in the winding is based on the frequency analysis response (FRA) of the winding. These results are used as a database for detecting and locating faults in the transformer windings.

Key word: transformer, Diagnosis, analysis frequency.

Table des matières

Listes des figures

Liste des tableaux

Abréviation

Introduction général

Chapitre I : Généralité sur le transformateur de puissance

I.1.Introduction ……01

I.2.Principe de fonctionnement……...01

I.3. Principaux éléments des transformateurs ……..02

I.4. Différents types de transformateurs …… 02

I.4.1. Transformateur à colonnes ……..…...02

I.4.1.1 .Les enroulements ……03

I.4.1.2 .Le Circuit magnétique……..04

I.4.1.3 .Limitations des transformateurs à colonnes……04

I.4.2 .Transformateur cuirassé……....04

I.4.2.1. Les enroulements ……05

I.4.2.2. Les écrans électrostatiques……...06

I.4.2.3 .Avantages et inconvénients du transformateur cuirassé ……..06

I.4.3. Transformateur ordinaire de phase ……06

I.4.4 .Transformateur immergé dans l'huile et transformateur sec ……..06

I.4.4.1. Transformateur à l'huile ……..07

I.4.4.2. Transformateur sec ……..07

I.5 .Transformateurs triphasés ……..07

I.6. Contraintes subies par le transformateur……08

I.7. Régimes de fonctionnement……..08

I.7.1. Régime de surcharge……...08

I.7.2. Régime déséquilibré……09

I.7.3. Régime transitoire……...09

I.8 .Default fréquent dans les transformateurs ……09

I.8.1. Default d'isolement de la partie active ……...09

I.8.2. Amorçage diélectrique entre spires ……10
I.8.3. court-circuit entre spires……..11
I.8.4. Décharges Partielles ……11
I.8.5. Coupure du circuit électrique ……..12
I.7.6. Déformation géométrique des enroulements ……..13
I.9. Conclusion…….……..……14

Chapitre (II).Aperçu Général sur la méthode des MEF

II.1. Introduction……...…15
II.2 .Formulation intégrale…….....15
II.2.1 .Formulation variationnelle …….....15
II.2.2. Méthode des résidus pondérés……...16
II.3. Discrétisation ……18
II.3.1. Elément de référence……..18
II.4 .Fonction d'interpolation ……..……19
II.5 .Fonction d'approximation sur un élément 2D……...20
II.5.1. Cas d'un élément triangulaire linéaire 2D…….21
II.6. Fonction d'approximation sur le domaine 2D……...24
II.7 .Avantages et les inconvénients de la méthode des éléments finis …….. 24
II.8 .Implémentation de la méthode des éléments finis ……25
II.9 .Résolution de l'équation magnétodynamique par la méthode des éléments finis ……26
II.9.1. Ecriture intégrale de l'équation ……..27
II.10. Conclusion ……...30

Chapitre III : Calcule des paramètres de l'enroulement par MEF

III.1. Introduction ……32
III.2. Modélisation par MEF du bobinage testé……...32
III.2.1. Géométrie de l'enroulement étudié…….32

Table des matières

III.2.2. Résultats de simulation en flux 2D……..33

III.2.2.1. Tension appliquée…….33

III.2.2.2 .profil de l'induction magnétique……...……...…34

III.2.2.3. allure du Flux magnétique…….……...…34

III.2.2.4. Présentation du banc d'essai…….35

III.3. méthodologie de calcul des paramètres de l'enroulement…….….36

III.3.1. calcul des inductances propres et mutuelles……36

III.3.2. calcul des capacités……..…36

III.3.2.1. calcul de capacité série……..36

III.3.2.2. calcul de capacité avec la terre ……37

III.3.3. Validation du modèle équivalent du bobinage ……..…37

III .4 . Simulation des différents défauts étudiés……..40

III.4. 1. La déformation axiale ……40

III.4.1.1. déformation axiale de l'enroulement entre disque 1 et 2 ……41

III.4.1.2. déformation axiale de l'enroulement entre disque 2 et 3……..42

III.4.1.3. déformation axiale de l'enroulement entre disque 3 et 4……..42

III.4.1.4. déformation axiale de l'enroulement entre disque 4 et 5……..42

III.4.1.5 Analyse de la réponse fréquentielle de l'enroulement déformé ……43

III.4.2. court-circuit des différents disques de l'enroulement……..44

III.4.2.1 .court-circuit des deux disques 1 et 2 ……44

III.4.2.2 .court-circuit des deux disques 2 et 3……45

III.4.2.3 .court-circuit entre les deux disques 3 et 4……45

III.4.2.4 .court-circuit des deux disques 4 et 5……46

III.4.2.5.Analyse de la réponse fréquentielle de l'enroulement de défaut de court-circuit….46

III.5. détection de défaut …….…47

III.5.1. détection de défaut de déformation et de court-circuit…….....47

III.6. Localisation les déférents défauts de l'enroulement…….……..48

Table des matières

III.6.1. Localisation du défaut de la déformation de long de l'enroulement……...48

III.7.Conclusion ……....52

Conclusion générale

Bibliographie

Liste des figures

Chapitre I

Figure(I.1) : Vue intérieure d'un transformateur, type colonne……..…..01

Figure (I.2) : circuit magnétique……..……...…….....02

Figure (I.3) : transformateur à colonnes……...…..…..…….....03

Figure (I.4) : transformateur cuirassé……...……...……05

Figure (I.5) : Transformateur triphasé type cuirassé ……..……..05

Figure (I.6) : Amorçage entre enroulements…….10

Figure (I.7) : Amorçage entre spires, sans court-circuit…….…….….10

Figure (I.8) : Court-circuit entre spires…….....11

Figure (I.9) : Décharges partielles sur des cales…….……..12

Figure (I.10) : Coupure suite à la fusion d'un Conducteur……..12

Figure (I.10) : Coupure suite à la fusion d'un Conducteur……..…12

Figure (I.11) : Déformation mécanique d'un Enroulement……..…….13

Chapitre II

Figure (II.1) : Discrétisation d'un domaine par le maillage……18

Figure (II.2) : Triangle de pascal…….……...19

Figure (II.3) : élément de référence triangulaire…….. 21

Figure (II.4) : Organisation du logiciel d'élément finis ……....26

Figure (II.5) : Dispositif électromagnétique (tôle de circuit magnétique) …..…27

Chapitre III

Figure (III.1) : Géométrie de la bobine testée……...……..…33

Figure (III.2): Tension appliqué à l'enroulement étudié……..……....…33

Figure (III.3) : Profil de induction magnétique……...……34

Figure (III.4) : L'allure du flux magnétique…….……...….....34

Figure (III.5) : Banc d'essai Expérimental…….……..…...35

Figure (III.6) : Représentation physique des paramètres capacitifs de bobinag…..37

Figure (III.7) : Essai expérimental …….…….……...…….....38

Figure (III.8) : Schéma équivalent du bobinage……..……...….38

Figure (III.9) : Comparaison entre la réponse en fréquence Mesurée

et Simulée de l'impédance ……..……...…….....39

Figure (III.10) : Comparaison entre les fréquences de résonance mesurés

et calculé……...40

Figure (III.11) : La déformation axiale de l'enroulement…...…….…41

Figure (III.12) : Comparaison de la réponse en fréquence d'un enroulement

sain et des Enroulement affecté par déformation axiale……...……..…43

Figure (III.13) : Comparaison de la réponse en fréquence de l'impédance

de l'enroulement Sain par rapport un enroulement affecté par un c-c …...…… .46

Figure (III.14) : Comparaison de la réponse en fréquence d'un Sain et

des défauts de déformation axiale et de court-circuit……...……..48

Figure(III.15) : Inductances propre et mutuelles (déformation entre disque 1-2)….49

Figure (III.16) : Inductances propre et mutuelles (déformation entre disque 1-2)…50

Figure (III.17) : Inductances propre et mutuelles (déformation entre disque 1-2)…50

Figure (III.18) : Inductances propre et mutuelles (déformation entre disque 1-2).…51

Liste des figures

Chapitre III :

Tableau (III.1) : Inductances propres et mutuelles de l'enroulement sain.……..…36

Tableau (III.2): Comparaison entre les fréquences de résonance de la mesure

et celles de calcule par MEF……39

Tableau (III.3) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles……..……41

Tableau (III.4) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles……..……42

Tableau (III.5) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles……..……42

Tableau (III.6) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles……..…43

Tableau (III.7) : Comparaison entre les fréquences de coupure d'un enroulement sain et un défaut de déformation axiale.....44

Tableau (III.8) : les valeurs des inductances propre et mutuelles..……..…..45

Tableau (III.9) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles..……...45

Tableau (III.10) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles..…….45

Tableau (III.11) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles…..…….46

Tableau (III.12) : comparaison entre les fréquences coupure d'un enroulement

sain et enroulement présentent des court-circuit …….....……..…..47

Tableau (III.13) : valeur des inductances mutuelle de l'enroulement concerne

par le défaut de déformation par rapport à l'enroulement sain…….....….51

Abréviation

AGD : ANALYSE DES GAZ DISSOUS.

FRA: FREQUENCY RESPONSE ANALYSIS.

KVA: KILO VOLT AMPER.

KV : KILO VOLT.

MVA: MEGA VOLT AMPER.

V :Volt.

MEF : Méthode des Eléments Finis.

HZ : Hertz.

KHZ : Kilohertz.

MHZ : Mégahertz.

A : Ampère.

C_S : Capacité série.

C_g : Capacité avec la terre.

mH :Mili-henry.

F : Farad.

F_0 : Fréquence de coupure.

DEF : Déformation.

C-C : Court-Circuit.

L_S : Inductance propre.

RLC : Résistance-Inductance-Capacité.

Δf_0 : Taux de décalage des fréquences de résonance.

Introduction générale

Introduction générale :

Le transformateur est l'un des éléments les plus couteux et importants dans un réseau électrique, ils sont généralement impliqués dans le transport et distribution électrique.

L'apparition d'un défaut dans les réseaux électriques provoque la circulation de fort courant de court-circuit dans le transformateur, induisant des contraintes dans ce dernier, ces contraint se traduisent par des forces axiales appliquées sur les enroulements du transformateur [1].

La structure géométrique des enroulements du transformateur est soumise à des forces mécaniques, ces contraintes imposées aux transformateurs peuvent entrainer des déformations mécaniques dans les enroulements.

La maintenance des transformateurs est un facteur important pour la fiabilité et de la maintenabilité de l'alimentation électrique.

Les tests classiques réalisés sur les transformateur peuvent détectés les dommages dans les transformateurs, telles que l'analyse des gaz dissous(AGD) la mesure de la capacitance et du facteur de puissance, ainsi que le test de la réactance de fuite, ces techniques de surveillance sont incapables de détecter les déformations mécaniques les plus mineures qui se développent par la suite en défaut diélectrique ou thermique [2].

L'analyse de la réponse en fréquence, (FRA) se trouve être un outil puissant pour la détection des défauts mécaniques dans les transformateurs, il existe plusieurs méthodes d'évaluation de la gamme de fréquence pour confirmer la présence d'un défaut naissant.

La technique FRA a le potentiel de détecter les problèmes d'enroulement. C'est la technique la plus efficace actuellement disponible qui n'exige pas l'ouverture du transformateur en raison de sa sensibilité élevée pour détecter les défauts. Cette méthode est basée sur le concept du changement géométrique dans les enroulements en raison de la déformation et des déplacements causés par une modification dans les impédances de l'enroulement du transformateur et par conséquent d'une modification de sa réponse en fréquence. L'impédance du transformateur est composée d'une configuration complexe incluant des résistances, inductances et capacités. L'application pratique de la technique FRA pour détecter les dommages mécaniques dans un transformateur dépend de sa sensibilité a tout changement dans les inductances et les capacités réparties, le transformateur peut être

modélisé par une chaine capacités à la terre est réunis par leurs capacités parasites entre les enroulements est utile dans la modélisation de la sensibilité de la FRA au changement dans les enroulements. [3]

L'interprétation de la FRA basées sur la modélisation de circuit des transformateurs a pour but de représenter le comportement d'un transformateur sur toute la gamme de fréquence.

Ce travail est subdivisé en deux parties, la première est une partie pratique destinée à l'obtention de la réponse en fréquence mesurée d'un bobinage à l'aide d'un RLC mètre tandis que la deuxième a pour objet simulé la réponse FRA à partir d'un modèle du bobinage dont les paramètres sont calculés par la méthode des éléments finis à travers un logiciel (flux 2 D).

L'objectif de ce travail est la modélisation d'un bobinage d'un transformateur et le diagnostic des défaillances, en utilisant sa réponse fréquentielle.

Pour cerner cet objectif notre mémoire est subdivisé en trois chapitres :

Une étude bibliographique sur les transformateurs de puissance a fait l'objet du premier chapitre.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de méthode des éléments finis dans le but de modéliser l'enroulement du transformateur.

Le troisième chapitre est la mise en application de la méthode des éléments finis sur un enroulement réel afin de calculer les paramètres du modèle afin de déterminer sa réponse en fréquence, cette dernière est comparée à celle mesurée.

La deuxième partie de ce chapitre consacrée l'exploitation du modèle élément finis de l'enroulement afin de détecter et localiser le défaut.

On termine notre travail par une conclusion générale résumant l'essentiel des résultats obtenus.

***Chapitre* I :**

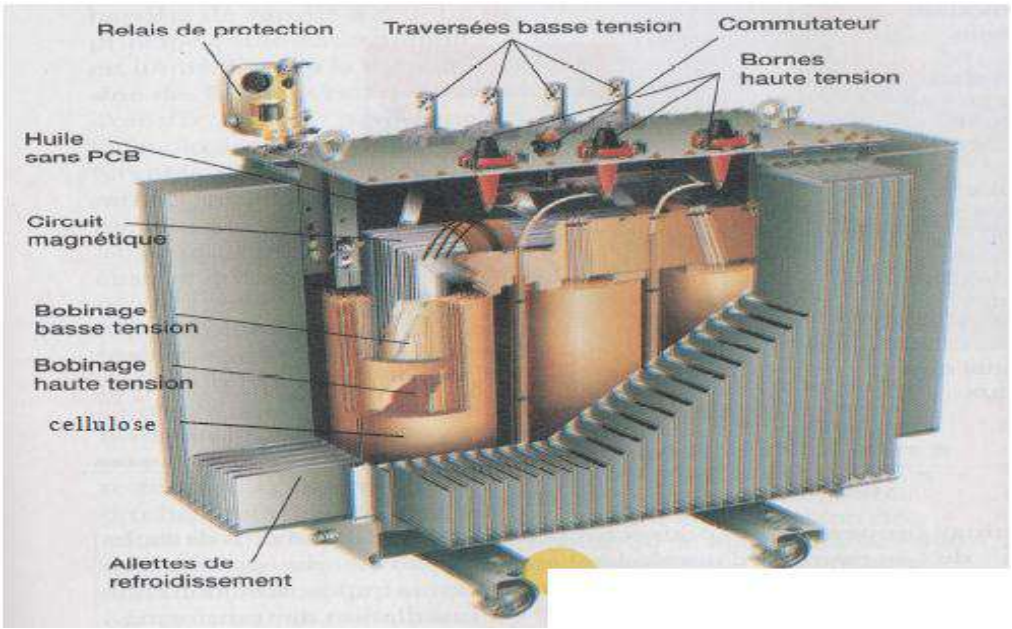
Généralité sur le
Transformateur de puissance

I.1. Introduction :

Un **transformateur de puissance** est un composant électrique haute-tension essentiel dans l'exploitation des réseaux Electriques.

Sa définition selon la commission électrotechnique internationale est la suivante:« Appareil statique à deux enroulements ou plus qui, par induction électromagnétique, transforme un système de tension et courant alternatif en un autre système de tension et courant de valeurs généralement différentes, à la même fréquence, dans le but de transmettre de la puissance électrique ». [4]

Sa principale utilité est de réduire les pertes dans les réseaux Électriques. Il peut être monophasé ou triphasé et recevoir divers couplages : étoile, triangle et zigzag.



Figure(I.1) : Vue intérieure d'un transformateur, type colonne

I.2 .Principe de fonctionnement :

En vertu de la loi de Faraday, lorsqu'un flux d'induction magnétique variable Ø circule dans le circuit magnétique, il induit dans chacun des enroulements une force électromotrice proportionnelle dans le temps aux taux de changement (dØ/dt) et au

nombre de spires que comporte cet enroulement. [5]

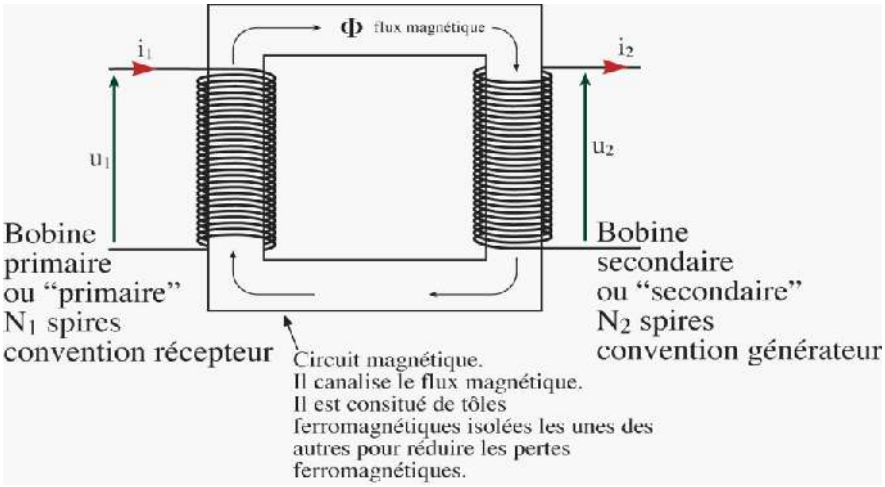


Figure (I.2) : circuit magnétique

I.3 .Principaux éléments des transformateurs :

D'une manière générale, un transformateur est constitué d'un circuit magnétique feuilleté et d'un ensemble de bobines séparées par des écrans électrostatiques qui entourent des noyaux magnétiques. Chaque bobine formant le milieu conducteur est organisée en paquets de spires et chaque spire étant constituée de brins élémentaires. Les différents types de transformateurs se distinguent suivant la disposition géométrique de leurs constituants, de la forme de leur circuit magnétique et du type de refroidissement. [6]

I.4. Différents types de transformateurs :

Il existe différents types de transformateurs, mais nous nous intéresserons à l'étude des transformateurs de puissances de réseaux électriques car ils présentent le plus grand intérêt dans le développement de l'interconnexion des réseaux.

Du point de vue construction, deux principales technologies sont distinguées, à savoir les transformateurs à colonnes et les transformateurs cuirassés.

I.4.1 .Transformateur à colonnes :

Le transformateur à colonnes est constitué de deux enroulements concentriques par phase.

Ces enroulements sont montés sur un noyau ferromagnétique qui se referme à ses extrémités via des culasses généralement de sections circulaires afin d'assurer une bonne canalisation du flux magnétique. Dans cette technologie, ce sont les enroulements qui

entourent le circuit magnétique. [7].

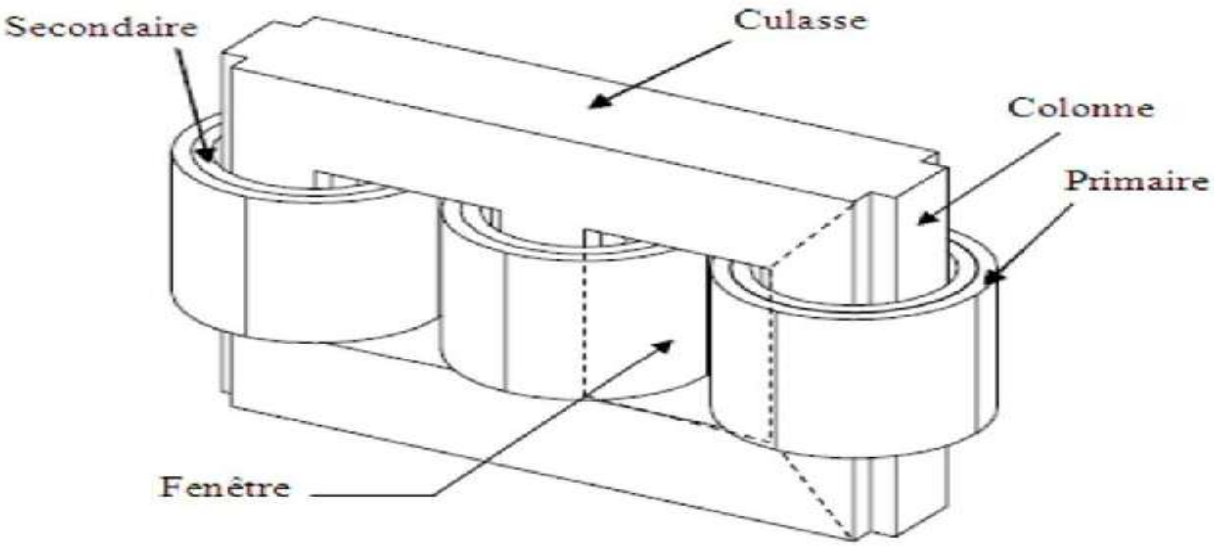


Figure (I.3) : transformateur à colonnes.

I.4.1.1 .Les enroulements :

Les enroulements sont constitués de spires dont le nombre est différent pour les enroulements de haute et de basse tension respectivement primaire/secondaire. Les spires sont-elles mêmes subdivisées en plusieurs brins mis en parallèle. Les conducteurs formant les enroulements sont en cuivre ou en aluminium pour les puissances plus importantes. Ces matériaux sont ainsi préférés à d'autres pour leurs bonnes conductivités thermiques. Selon la gamme de puissance des transformateurs, les conducteurs peuvent êtres sous forme de fils massifs, de section circulaire ou carrée, de type méplat, ou encore laminés en fines feuilles [8]

I.4.1.2 .Le Circuit magnétique :

Le noyau est composé d'un empilage de tôles ferromagnétiques à cristaux orientés, isolées électriquement entres elles afin de réduire les pertes par courants de Foucault. Les tôles de circuit magnétique de type (Fe-Si), à grain orienté laminé à froid, ont une épaisseur qui varie de 0.15mm à 0.3mm [8]. Des joints enchevêtrés et orthogonaux effectuent la liaison entre les colonnes et les culasses sur les transformateurs de petite puissance. Ces joints qui constituent une succession de stratifications jouent un rôle important dans la performance du noyau afin d'obtenir une stabilité mécanique plus élevée, et diminuent également le bruit des vibrations pendant le fonctionnement du transformateur. L'espace délimité par deux colonnes successives et les culasses est dénommé "fenêtre magnétique" et accueille donc les bobinages [9].

I.4.1.3 .Limitations des transformateurs à colonnes :

Le circuit magnétique des transformateurs à colonnes est plus grand en volume que celui d'un type cuirassé. Par conséquence, le nombre de spires et le rapport volumique entre les matériaux conducteurs et ferromagnétiques sont plus importants. Par ailleurs ce type de construction qui a fait ses preuves pour des puissances relativement faibles (environ jusqu'à 30 KVA), présente quelque difficultés pour des fortes puissances (plus de 100 KVA) et des tensions plus élevées. Pour des tensions supérieures à 220 KV, certains constructeurs ont abandonné la construction du transformateur à colonne au profit de la structure cuirassée [10].

I.4.2 .Transformateur cuirassé :

Dans cette technologie, le circuit magnétique entoure les enroulements formés de bobines rectangulaires à axe horizontal. Le circuit magnétique, de section rectangulaire est constitué de tôles posées à plat. La cuve assure le calage du circuit magnétique et des enroulements.

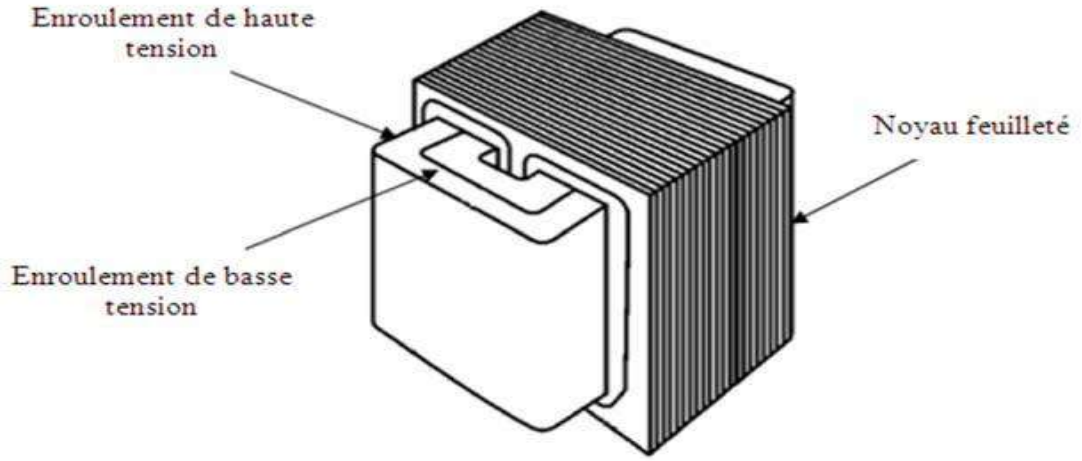


Figure (I.4) : transformateur cuirassé.

Ces transformateurs sont utilisés au sein des réseaux de transport et de répartitions ou les surtensions transitoires sont fréquentes. Dans cet environnement, ils doivent se prémunir des effets néfastes de ces surtension sur les enroulements. Pour cela des écrans sont utilisés afin de réduire les contraintes liées aux champs électriques dans les bobinages [11].

I.4.2.1 .Les enroulements :

Dans ce type de construction la bobine qui est en fait une grande spirale rectangulaire très plate (galette), contient un certain nombre de spires, chaque spire étant elle-même constituée d'une ou de plusieurs couches de conducteurs. Les galettes sont alternées entre la haute et la basse tension afin de diminuer les fuites magnétiques et le gradient de tension [12].

En outre, cette topologie offre l'avantage d'engendrer des forces en opposition entre chaque *galette lors de court-circuit.*

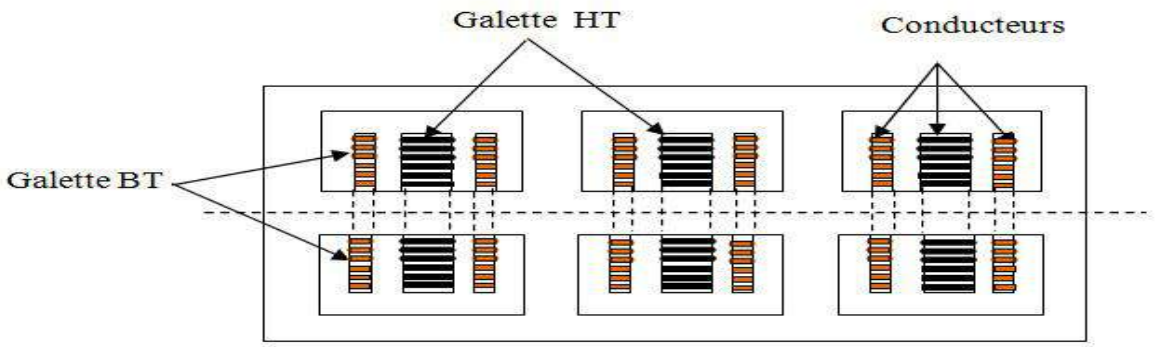


Figure (I.5) : Transformateur triphasé type cuirassé.

I.4.2.2. Les écrans électrostatiques:

Des feuilles métalliques à haute résistivité et de faible épaisseur sont employées pour réduire les contraintes entre les spires. Celles-ci sont insérées entre les feuilles isolantes des bobines haute tension. L'effet capacitif, uniformément distribué de cette manière permet alors de mieux répartir la tension sur toute la longueur de la bobine lors d'une onde de choc.

I.4.2.3. Avantages et inconvénients du transformateur cuirassé :

Le transformateur cuirassé possède un circuit magnétique plus court, ce qui permet d'avoir un courant à vide relatif plus faible et ses enroulements sont plus simples car le nombre de spires est moins grand vu que la section du noyau dans un transformateur cuirassé peut être plus grande que dans le transformateur à colonnes. Mais il présente aussi certains inconvénients : ses enroulements sont moins accessibles à l'agent refroidissant, l'examen et la réparation sont plus difficiles et demande d'avantage de matériaux isolants pour la haute tension [12].

I.4.3 .Transformateur ordinaire de phase :

Du point de vue de leurs applications, les transformateurs ordinaires de phase (monophasé, biphasé, et triphasé), groupés dans trois ou cinq colonnes se classent en trois catégories :

- Les transformateurs pour les grands réseaux et les grandes centrales, leur puissance varie de 100 à 400 MVA.
- Les transformateurs pour réseaux de répartition qui alimentent les lignes à moyenne tension, leur puissance varie de 5 à 30 MVA.
- Les transformateurs de distribution destinés à l'alimentation des utilisateurs de l'énergie éclectique en basse tension (380 ou 220V), leur puissance varie de 5 à 1000 KVA. [13]

I.4.4 .Transformateur immergé dans l'huile et transformateur sec :** [13].

Selon le type de refroidissement on distingue : les transformateurs à l'huile et les transformateurs secs.

I.4.4.1 .Transformateur à l'huile :

Pour prévenir l'action néfaste de l'air sur l'isolation des bobines et améliorer le refroidissement du transformateur, on place le noyau magnétique avec les enroulements dans une cuve remplie d'huile minérale. Malgré ces propriétés avantageuses, l'huile de transformateurs a deux défauts principaux : elle est inflammable et sa vapeur forme avec l'air dans certaines conditions un mélange explosif.

En plus de son rôle de réservoir au liquide diélectrique, la cuve assure le maintien mécanique du circuit magnétique et des enroulements. La construction de la cuve généralement de forme ovale est liée au calcul thermique du transformateur. Le refroidissement du transformateur est d'autant plus difficile à réaliser que la puissance du transformateur est grande. La cuve est tapissée de shunts magnétiques, dont on distingue deux types :

- Les shunts magnétiques formés d'un empilement de tôles magnétiques semblable au noyau et qui canalise le flux de fuite.

les shunts amagnétiques plus économiques, constitués de plaque de cuivre ou aluminium ayant pour rôle de repousser le flux de fuite. [13]

I.4.4.2 .Transformateur sec :

Les transformateurs immergés dans l'huile liquide à base minérale ou de silicone sont plus répondus pour les plus fortes puissances et les niveaux de tension élevés, mais présentent des risques de fuite, d'incendie et la pollution de l'environnement. Cela a permis de laisser la place aux transformateurs avec technologie sèche, avec des enroulements enrobés (imprégnés). Le système d'isolation électrique est remplacé par une résine (époxyde) et l'air.

Des résines ont été développées pour résister aux tensions électriques et aux contraintes mécaniques, thermiques qui apparaissent dans un transformateur en service. L'aspect favorable est son comportement non inflammable et léger. Ce genre de transformateur est le plus appropriés pour la distribution de l'électricité en degré élevé de sûreté. [13]

I.5 .Transformateurs triphasés :

Les transformateurs triphasés sont présents à différents endroits dans les réseaux électriques pour adapter les valeurs efficaces des tensions aux niveaux souhaitables. De façon simplifiée, l'énergie électrique est produite dans les centrales sous des tensions moyennes. Le transport à longue distance exige des hautes tensions afin de limiter les pertes par effet Joule

et réduire le dimensionnement des conducteurs, et l'utilisation demande des tensions basses ou moyennes.

Des transformateurs élévateurs sont nécessaires au départ, et des transformateurs abaisseurs sont indispensables à l'arrivée coté consommateurs. [13]

I.6. Contraintes subies par le transformateur :

Les transformateurs de puissance sont soumis à plusieurs contraintes qui sont les effets d'actions physiques ou chimiques. Les contraintes normales sont celles qui entrainent une usure et un vieillissement lent du matériel. Les contraintes anormales étant celles qui provoquent un vieillissement prématuré ou destruction immédiate du matériel.

Les surtensions de foudre, de manœuvre ou de court-circuit peuvent provoquer des défauts mécaniques comme les vibrations en régime permanent ou les efforts électrodynamiques sur les bobinages.

Les pertes qui se dégagent dans le noyau et les enroulements du transformateur lors de son fonctionnement se manifestent par de la chaleur qui induit l'échauffement des parties constitutives de l'appareil. Son action se traduit par une destruction lente des isolants ou la diminution de leur rigidité diélectrique pouvant par conséquent amplifier le risque d'avarie du matériel. [14].

I.7. Régimes de fonctionnement :

Les régimes de fonctionnement des transformateurs sont les régimes de surcharge, les régimes déséquilibrés et les régimes transitoires. [15]

I.7.1. Régime de surcharge :

Les transformateurs d'interconnexion de grandes puissances de réseau électrique doivent supporter les variations de la charge du réseau électrique. Ils sont soumis à des surcharges plus ou moins fortes et sur des durées plus ou moins longues.

L'élévation des courants de lignes lors des régimes de surcharge induisent un accroissement du flux de fuite, encore amplifié par la saturation du circuit magnétique. Les pertes dans les éléments principaux : les bobinages, la cuve et les shunts sont accrues. Ces pertes

contribuent à un accroissement de la température globale ou locale (points chauds) des éléments constitutifs et de l'huile de refroidissement de l'isolation. Ainsi, la réaction de décomposition des isolants cartonnés baignés par l'huile se trouve accélérée, ce qui peut diminuer sa durée de vie et provoquer sa destruction à terme.

I.7.2. Régime déséquilibré :

Le régime déséquilibré correspond à un incident sur l'une des trois phases du réseau. La composante homopolaire du courant dans les bobines devient importante, entrainant un déséquilibre des ampères-tours du circuit magnétique et par conséquent une augmentation des pertes supplémentaires dans le fer et le cuivre provoquant des surchauffes locales considérables

I.7.3. Régime transitoire :

Les phénomènes transitoires dans le transformateur sont causés d'une part par les enclenchements d'autre part par les court-circuites. Les enclenchements engendrent des surtensions, qui peuvent détériorer l'isolation. Les courts- circuits créent des sur intensités qui engendrent des échauffements et des efforts électrodynamiques importants au niveau des enroulements. [15]

I.8. Default fréquent dans les transformateurs :

I.8.1. Default d'isolement de la partie active :

Le défaut d'isolement de la partie active est caractérisé par la perte, ou la très forte diminution, d'isolement d'un circuit électrique par rapport à son environnement, dont il doit être normalement isolé.

Typiquement ce cas est rencontré dans les situations suivantes :

- Amorçage entre enroulements normalement isolés entre eux figure (I.6).

Amorçage entre la masse (la cuve ou le circuit-magnétique typiquement) et enroulement, une connexion ou une traversée. [16]



Figure (I.6) : Amorçage entre enroulements.

I.8.2. Amorçage diélectrique entre spires :

C'est un amorçage entre spires d'un même enroulement, sans que les conducteurs soient mis en court-circuit entre eux figure (I.7). L'isolant entre ces spires est donc dégradé, voire détruit, localement.



Figure (I.7) : Amorçage entre spires, sans court-circuit

I.8.3. court-circuit entre spires :

Le court-circuit entre spires est caractérisé par le contact électrique anormal entre des spires d'un même enroulement qui devraient être normalement isolées entre elles Figure (I.8).

Cela arrive souvent suite à un amorçage diélectrique entre spires entretenu, ou le déchirement du papier isolant suite à une déformation mécanique violente des enroulements. Ce défaut peut aller jusqu'à la fusion du cuivre des conducteurs, et l'ouverture du circuit électrique dans certains cas. [16]



Figure (I.8) : Court-circuit entre spires

I.8.4. Décharges Partielles :

Les décharges partielles, sont un phénomène local de micro décharges dues à une faiblesse de l'isolant. Un exemple entre des cales de bobinages est visible sur la Figure (I.9).

Les décharges en elles-mêmes sont rarement destructives, mais leur évolution peut l'être. Car à terme le carbone, conducteur, qu'elles génèrent peut se propager et diminuer la tenue diélectrique entre certains éléments sous tension et ainsi aller jusqu'à provoquer un amorçage.

Des mesures de décharges partielles sont possibles mais nécessitent des moyens de mesures haute tension lourds. Ils sont donc généralement réalisés au cas par cas en dehors des usines de transformateurs. [16]

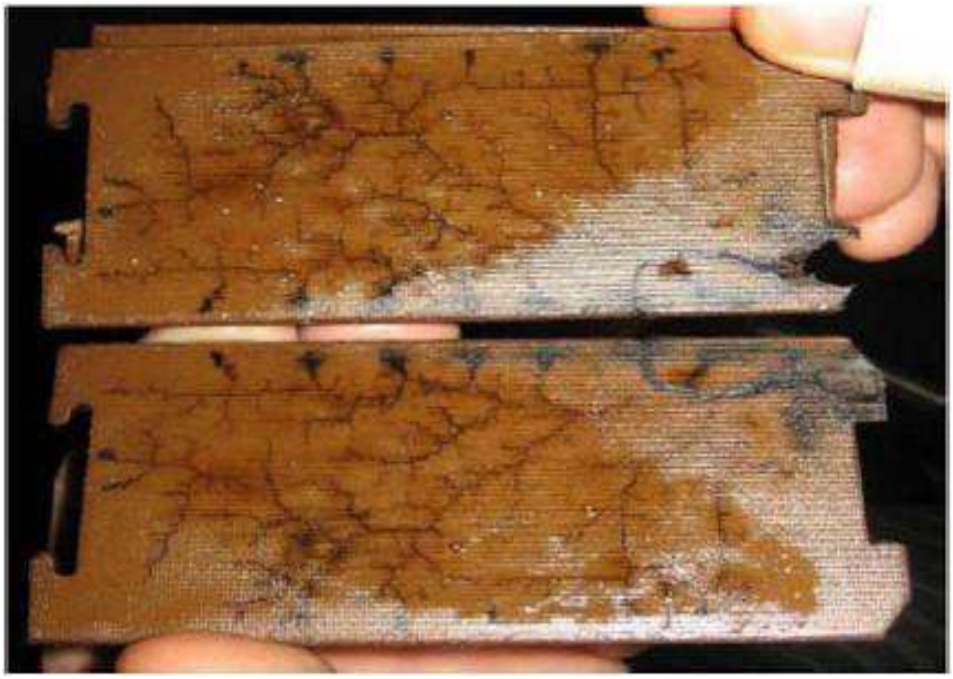


Figure (I.9) : Décharges partielles sur des cales.

I.8.5. Coupure du circuit électrique :

La plupart des cas de coupure d'un circuit électrique sont le résultat d'un défaut interne, suite à :

- Un amorçage de puissance entre spires, qui les fusionne et coupe le conducteur.
- Un point chaud qui dégénère, au niveau des brasures des connexions internes, pouvant aller du débrasage jusqu'à la fusion du contact figure (I.10).
- Un mauvais alignement d'un régleur.



Figure (I.10) : Coupure suite à la fusion d'un Conducteur.

I.8.6. Déformation géométrique des enroulements :

Il est possible mécaniquement de déformer les enroulements d'un transformateur, généralement suite à des court-circuites extérieurs qui provoquent des courants extrêmement élevés, qui par voie de conséquence génèrent des forces de Laplace très importantes Figure (I.11), à noter sans amorçages entre spires, ni court-circuit internes).

Il est possible de déformer un enroulement, ce qui fragilise inévitablement son isolement papier se trouvant au contact des conducteurs, sans nécessairement avoir d'amorçages entre spires ou à la masse.

Un transformateur avec une telle déformation mécanique peut dans certains cas fonctionné à son régime nominal. Il reste néanmoins fragilisé et il n'est absolument pas certain qu'il puisse ainsi tenir des perturbations de court-circuit ou de surtensions ultérieures sans amorcer. [16]



Figure (I.11) : Déformation mécanique d'un Enroulement.

I.9. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré aux généralités sur les transformateurs de puissance d'une par leur intérêt, leur constitution et leur principe de fonctionnement, et d'autre part les différentes types de défaillances qui peuvent avoir lieu dans les enroulements du transformateurs en exploitation.

Chapitre II :

Aperçu général sur la MEF

II.1 .Introduction :

Introduite en électromagnétisme par M.V.K.Chari et P.P. Sylvester vers 1970, la méthode des éléments finis a connu un essor considérable. Le développement de la méthode permet actuellement de traiter différents types de problèmes couplés : magnétothermique, électromagnétique, électromagnétique-mécanique et magnétohydrodynamique.

Le principe de la méthode est basé sur une formulation intégrale du problème aux dérivées partielles et de leurs conditions aux limites, cette formulation peut être de type variationelle ou résidus pondéré. [20]

II.2.Formulation intégrale :

Nous allons exposer les deux formulations intégrales qui sont le plus couramment utilisées dans la méthode des éléments finis pour le calcul du champ électromagnétique: formulation variation elle et la formulation des résidus pondérés. [16]

II.2.1.Formulation variationnelle :

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

$$F(A) = \int_{\Omega} L d\Omega \qquad (II.1)$$

L: est la fonction de Lagrange résultante de la Co-énergie du système de type cinétue et de son énergie potentielle.

Ω: est le domaine d'étude.

Dans le cas d'un problème magnétique, la fonction L est donnée par:

$$L = \int_{0}^{B} vBdB - JA \qquad (II.2)$$

La fonction d'énergie est donnée alors comme suit :

$$F(A) = \int_{\Omega} [\int_{0}^{B} vBdB - JA] d\Omega \qquad (II.3)$$

Où :

v: est la reluctivité magnétique

B: l'induction magnétique

J: la densité de courant

A: le potentiel vecteur magnétique

La résolution du problème variationnel ainsi défini, revient à minimiser la fonctionnelle d'énergie F (A), la minimisation est effectuée en utilisant le principe de Rayleigh-Ritz qui consiste à écrire:

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A} = 0 \qquad (II.4)$$

Ou:

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_1} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} = ... = \frac{\partial F(A)}{\partial A_N} = 0 \qquad (II.5)$$

Avec:

N: le nombre de nœuds du domaine d'étude.

A_i: est l'inconnue au nœud i du domaine.

II.2. Méthode des résidus pondérés :

La méthode des résidus pondérés est basée sur la détermination du résidu défini par:

$$R=L(A)-f \qquad (II.6)$$

Où:

R: représente le résidu de l'approximation.

L: opérateur différentiel

f: fonction définie sur le domaine d'étude Ω.

A: est la fonction inconnue.

La méthode des résidus pondérés consiste à trouver les fonctions A qui annulent la forme intégrale suivante :

$$\iint_{\Omega} R_i \Psi_i d\Omega = 0 \qquad \text{(II.7)}$$

Ψ_i : est une fonction de projection définie sur Ω

Les valeurs de A qui permettent d'annuler l'intégrale, sont solutions du système algébrique obtenu.

Les choix des fonctions de projection permettent de définir plusieurs méthodes, parmi elles, on cite :

- La méthode de collocation par points.
- La méthode des moindres carrés.
- La méthode de Galerkine, appelée aussi Pétrov-Galerkine.

La méthode de collocation par points utilise les fonctions de Dirac, celle des moindres carrés est basée sur la minimisation de la norme quadratique de l'erreur sur l'équation et les conditions aux limites.[17]

La méthode de Galerkine consiste à choisir des fonctions de projection identiques aux fonctions d'approximation.

On s'intéressera à la méthode de Galerkine, elle est plus utilisée en électrotechnique, vu qu'elle conduit à un système matriciel symétrique.

Remarque :

Les deux approches, variationnelle et projective, ont le même ordre de précision; mais la méthode projective est plus employée vu qu'elle peut s'appliquer à toute équation sans avoir recours à la connaissance ou l'existence d'une fonctionnelle d'énergie du système étudié.

II.3. Discrétisation :

Une fois l'équation aux dérivées partielles est transformée en une forme intégrale, on passe à l'étape de discrétisation qui consiste à subdiviser le domaine concerné en un nombre fini de sous domaines appelés «Eléments», dont la géométrie est préalablement choisie.

Cette étape est très importante dans l'analyse par élément fini, car l'espace de stockage sur ordinateur, le temps de calcul et la précision de la solution en dépendent.

Le maillage respecte les règles dites de conformité. Les éléments ne se recouvrent pas et deux éléments sont voisins, soit par un sommet commun, soit par une arête qu'ils partagent alors entièrement.[18]

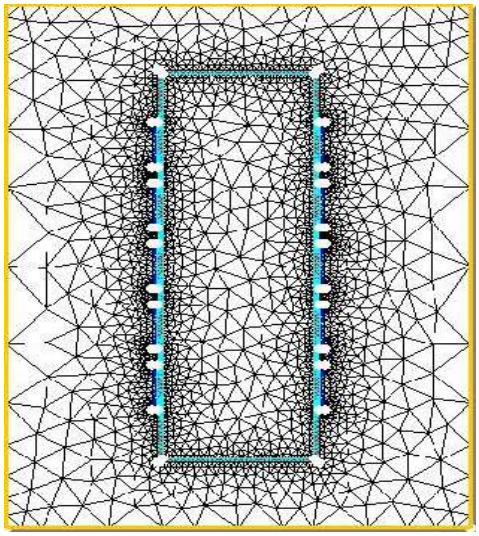
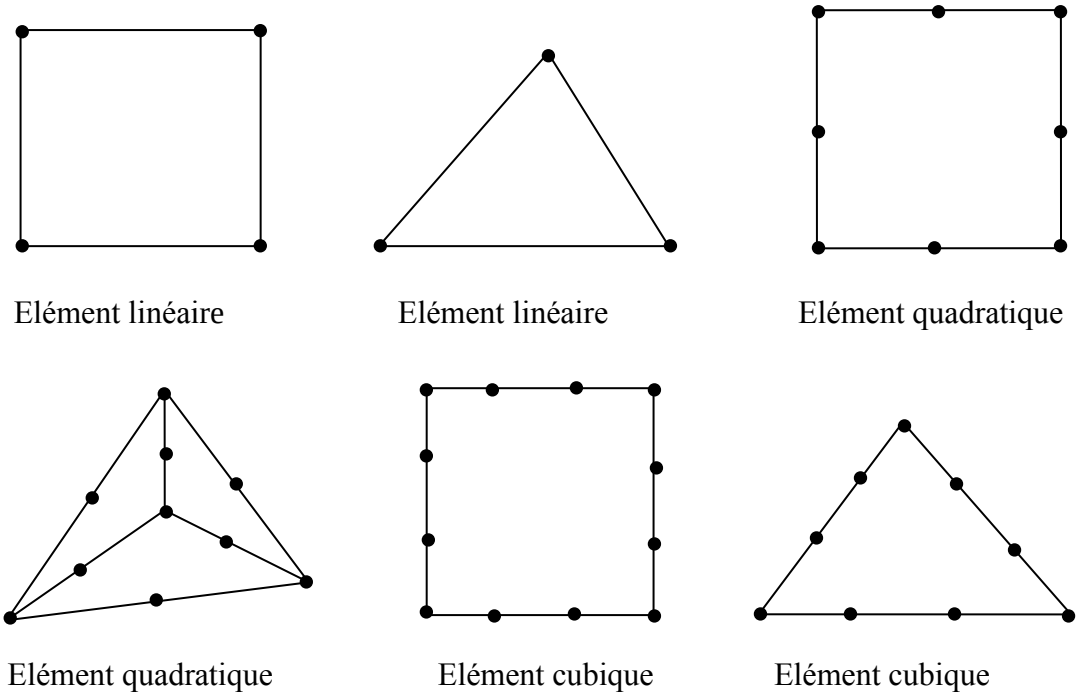


Figure (II.1) : Discrétisation d'un domaine par le maillage**.**

II.3.1. Elément de référence :

Les éléments de référence utilisés pour la subdivision du domaine sont des éléments simples, comme le triangle, le rectangle, le tétraèdre et le parallélépipède, pour lesquels on associe un système de coordonnées normées, dans le but de définir pour chaque type d'élément, la fonction d'interpolation associée. Une fois cette dernière est construite, on obtient les fonctions associées au système réel à l'aide de transformations géométriques. [17]

Pour des domaines d'étude à une, deux ou trois dimensions, on rencontre généralement des éléments linéaires, quadratiques ou cubiques.



Elément linéaire | Elément linéaire | Elément quadratique

Elément quadratique | Elément cubique | Elément cubique

II.4.Fonction d'interpolation :

Les fonctions d'interpolation sont obtenues à partir du triangle de Pascal donné ci-dessous:

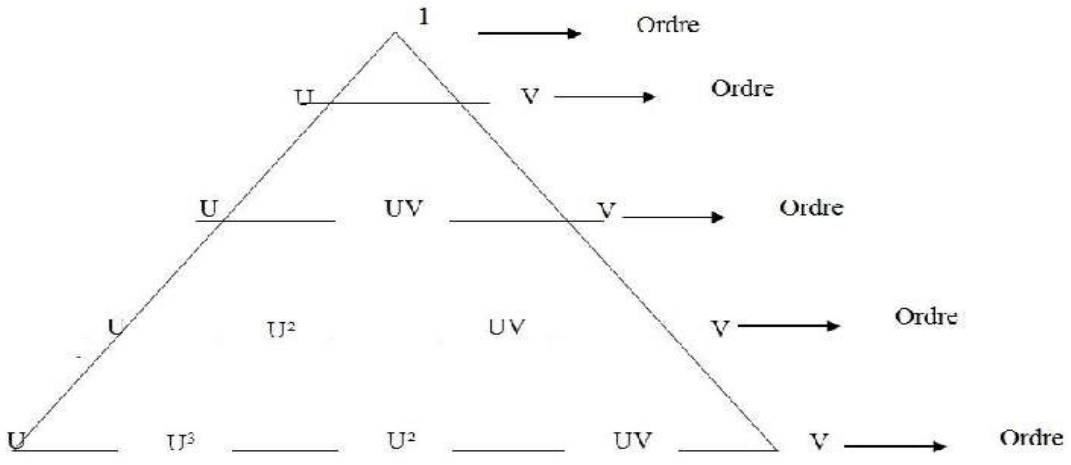


Figure (II.02) : Triangle de pascal

La construction des fonctions d'interpolation doit vérifier deux principes:

1) Le principe de l'état complet

- le nombre de termes de la fonction doit être égal au nombre de nœuds de l'élément.
- la fonction doit contenir un terme constant.

2) Le principe de compatibilité

- La fonction interpolation doit être continue sur le domaine et sur sa frontière.

II.5. Fonction d'approximation sur un élément 2D :

Sur le domaine (Ω), nous choisirons un ensemble de n nœuds d'interpolations de coordonnées (x_i, y_i). Sur chaque élément (Ω^e), nous utiliserons une approximation nodale de la fonction exacte U(x,y).

$$U^e(x,y) = \left\langle N_1^e(x,y) \;\; N_2^e(x,y) \;\; ..... \;\; N_{n_e}^e(x,y) \right\rangle \begin{Bmatrix} U_1^e \\ U_2^e \\ U_3^e \\ \\ U_{n_e}^e \end{Bmatrix} \qquad \text{(II.8)}$$

$U^e(x,y)$ fonction d'approximation sur l'élément e.

U_1^e, U_2^e et $....U_{n_e}^e$ sont les valeurs de U(x,y) aux nœuds d'interpolation de l'élément. $N_1^e(x,y), N_2^e(x,y), N_3^e(x,y), ..., N_{n_e}^e(x,y)$ Sont les fonctions de forme ou d'interpolation sur l'élément.

n_e Est le nombre de nœuds d'un élément.

Les fonctions d'interpolation dépendent des coordonnées des nœuds de l'élément et sont différentes pour chaque élément.[19]

II.5.1. Cas d'un élément triangulaire linéaire 2D :

Dans le cas où l'élément de référence est un triangle linéaire, les fonctions d'interpolation sont calculées comme suit :

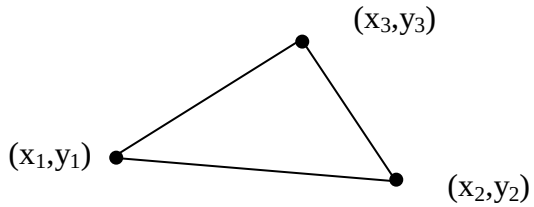


Figure (II.3) : élément de référence triangulaire linéaire

A partir du triangle de Pascal, on trouve que :

$$U(x,y) = a + bx + cy \tag{II.9}$$

On pose U_1, U_2, U_3 les valeurs de la fonction respectivement aux nœuds 1, 2, 3.

Dans chaque point, on a :

$$U(x_1, y_2) = a + bx_1 + cy_1 = U_1 \tag{II.10}$$

$$U(x_2, y_2) = a + bx_2 + cy_e = U_2 \tag{II.11}$$

$$U(x_3, y_3) = a + bx_3 + cy_3 = U_3 \tag{II.12}$$

On obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\det} \overset{C}{\left(\begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{t} \right)}$$

$$\overset{C}{\left(\begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{t} \right)} = \overset{C}{\left(\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ x_1 & x_2 & x_3 \\ y_1 & y_2 & y_3 \end{bmatrix} \right)}$$

$$= \begin{bmatrix} x_2y_3 - y_2x_3 & x_3y_1 - y_3x_1 & x_1y_2 - y_1x_2 \\ y_2 - y_3 & y_3 - y_1 & y_1 - y_2 \\ x_3 - x_2 & x_1 - x_3 & x_2 - x_1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.15)}$$

$$\det = \det \left(\begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \right) \quad \text{(II.16)}$$

$$\begin{aligned} \det &= (x_2y_3 - x_3y_2) - x_1(y_3 - y_2) + y_1(x_3 - x_2) \\ &= x_2y_3 - x_3y_2 - x_1y_3 + x_1y_2 + y_1x_3 - y_1x_2 \end{aligned} \quad \text{(II.17)}$$

On ajoute et on soustrait le terme y_3x_3 à l'expression du déterminant.

$$\begin{aligned} \det &= x_2y_3 - x_3y_2 - x_1y_3 + x_1y_2 + y_1x_3 - y_1x_2 + y_3x_3 - y_3x_3 \\ &= y_2(x_1 - x_3) - y_3(x_1 - x_3) - y_3(x_3 - x_2) + y_1(x_3 - x_2) \\ &= (y_2 - y_3)(x_1 - x_3) - (y_3 - y_1)(x_3 - x_2) \end{aligned} \quad \text{(II.18)}$$

Finalement, on a

$$det = 2\Delta \quad \text{(II.19)}$$

Avec Δ l'aire du triangle.

Alors :

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} x_2y_3 - y_2x_3 & x_3y_1 - y_3x_1 & x_1y_2 - y_1x_2 \\ y_2 - y_3 & y_3 - y_1 & y_1 - y_2 \\ x_3 - x_2 & x_1 - x_3 & x_2 - x_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \quad \text{(II.20)}$$

Et :

$$U(x,y)=\begin{bmatrix}1 & x & y\end{bmatrix}\begin{bmatrix}a\\ b\\ c\end{bmatrix} \tag{II.21}$$

$$U(x,y)=\frac{1}{2\Delta}\begin{bmatrix}1 & x & y\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_2y_3-y_2x_3 & x_3y_1-y_3x_1 & x_1y_2-y_1x_2\\ y_2-y_3 & y_3-y_1 & y_1-y_2\\ x_3-x_2 & x_1-x_3 & x_2-x_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_1\\ U_2\\ U_3\end{bmatrix} \tag{II.22}$$

On trouve que :

$$U=\begin{bmatrix}N_1 & N_2 & N_3\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_1\\ U_2\\ U_3\end{bmatrix} \tag{II.22}$$

Avec :

$$N_1=\frac{1}{2\Delta}[(x_2y_3-y_2x_3)+(y_2-y_3)x+(x_3-x_2)y] \tag{II.23}$$

$$N_2=\frac{1}{2\Delta}[(x_3y_1-y_3x_1)+(y_3-y_1)x+(x_1-x_3)y] \tag{II.24}$$

$$N_3=\frac{1}{2\Delta}[(x_1y_2-y_1x_2)+(y_1-y_2)x+(x_2-x_1)y] \tag{II.25}$$

Pour chaque élément du domaine, on a alors :

$$U^e(x,y)=\begin{bmatrix}N_1^e & N_2^e & N_3^e\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_1^e\\ U_2^e\\ U_3^e\end{bmatrix} \tag{II.26}$$

$$N_1^e=\frac{1}{2\Delta^e}(a_1^e+b_1^ex+c_1^ey) \tag{II.27}$$

$$N_2^e=\frac{1}{2\Delta^e}(a_2^e+b_2^ex+c_2^ey) \tag{II.28}$$

$$N_3^e=\frac{1}{2\Delta^e}(a_3^e+b_3^ex+c_3^ey) \tag{II.29}$$

Avec :

$$\begin{aligned} a_1^e &= x_2^e y_3^e - y_2^e x_3^e & b_1^e &= y_2^e - y_3^e & c_1^e &= x_3^e - x_2^e \\ a_2^e &= x_3^e y_1^e - y_3^e x_1^e & b_2^e &= y_3^e - y_1^e & c_2^e &= x_1^e - x_3^e \\ a_3^e &= x_1^e y_2^e - y_1^e x_2^e & b_3^e &= y_1^e - y_2^e & c_3^e &= x_2^e - x_1^e \end{aligned} \qquad \text{(II.30)}$$

$$\Delta^e = \frac{1}{2}\left(b_1^e c_2^e - b_2^e c_1^e\right) \qquad \text{(II.31)}$$

II.6. Fonction d'approximation sur le domaine 2D :

Les fonctions $U^e(x,y)$ doivent être construites sur chaque élément, de manière à être continues sur chacun.

Dans un domaine global à N_e éléments, l'inconnue s'exprime par assemblage de toutes les fonctions élémentaires : [19]

$$U(x,y) = \sum_{e=1}^{N_e} U^e(x,y) \qquad \text{(II.32)}$$

II.7. Avantages et les inconvénients de la méthode des éléments finis :

La méthode des éléments finis présente les avantages et les inconvénients suivants:

Les avantages:

- Adaptation aux géométries complexes.

- Prise en compte des non linéarités.

- Temps de calcul relativement avantageux.

Les inconvénients:

- Inapplicable sur les domaines infinis.

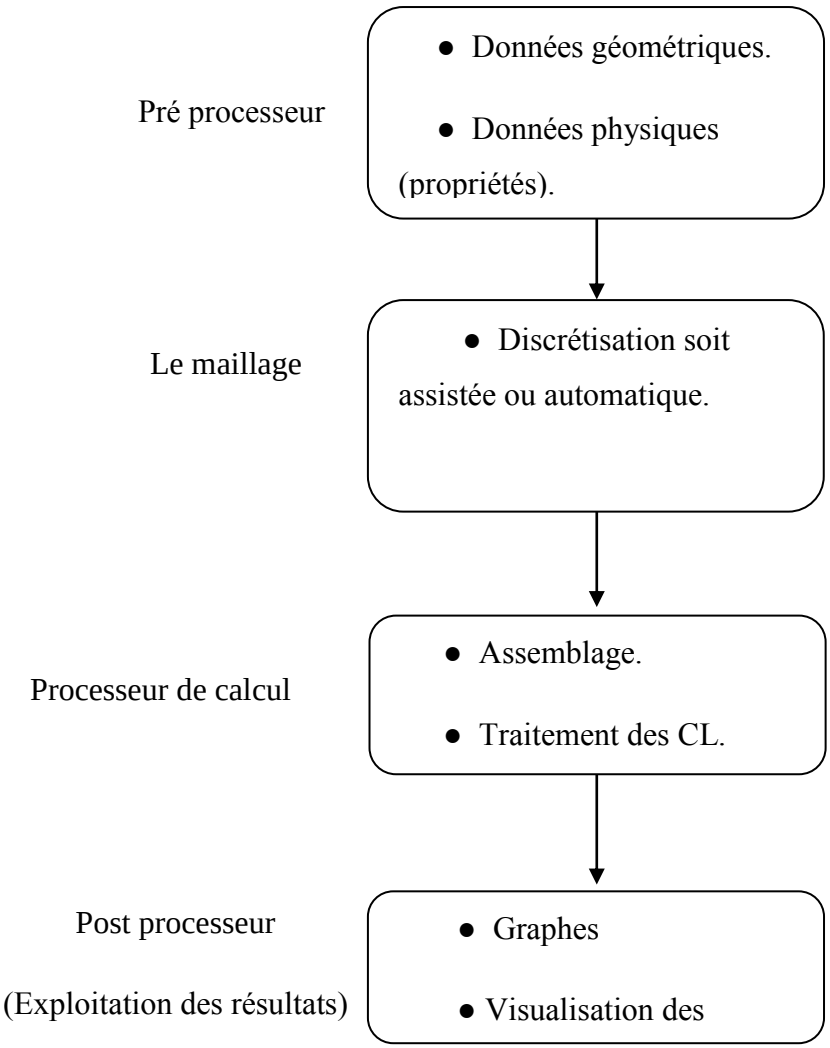
- Présence des singularités dans le domaine d'étude.

- Mise en œuvre relativement difficile.

II.8.Implémentation de la méthode des éléments finis :

La mise en œuvre de la méthode des éléments finis débouche inévitablement sur un logiciel qui lui est associé. Si, lors des premières tentatives de calcul par la méthode des éléments finis, on écrivait, pour chaque nouveau problème, un programme différent tenant compte de sa géométrie particulière, de ses particularités physiques et de ses conditions aux limites, on s'oriente aujourd'hui vers la réalisation de logiciels généraux dont la structure informatique est adaptée au traitement d'un grand nombre de problèmes d'un même type[20].

Ces logiciels ont pratiquement tous la structure représentée sur la figure ci-dessous qui consiste en un programme séparé en quatre grands blocs : le pré processeur, le meilleur, le solver et le post processeur.

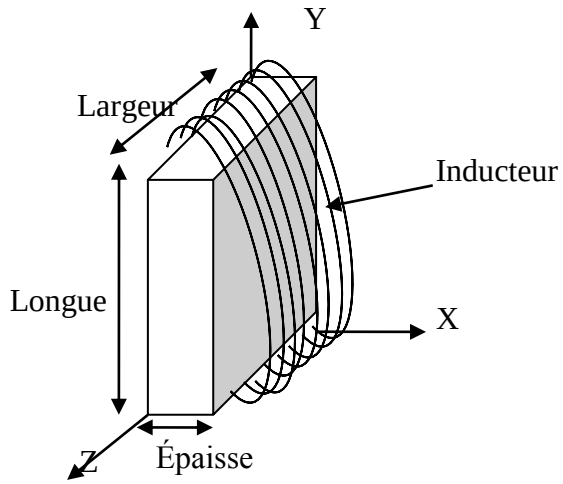


Figure(II.4) : Organisation du logiciel d'élément finis

II.9. Résolution de l'équation magnétodynamique par la méthode des éléments finis :

L'équation magnétodynamique régissant le champ magnétique dans une tôle ferromagnétique, comme illustré dans la figure ci-dessous, soumise à une excitation harmonique de pulsation ω est la suivante :[21]

$$\frac{1}{\sigma}\left(\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 H}{\partial y^2}\right)+j\omega\mu H=0 \qquad \text{(II.33)}$$



Figure(II.5) : Dispositif électro magnétique

(Tôle de circuit magnétique)

II.9.1. Ecriture intégrale de l'équation :

Pour mettre l'équation magnétodynamique en forme intégrale, nous utiliserons la Formulation des résidus pondérés. [22]

On pose

$$L(H) = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial y^2}\right) + j\omega\mu.H \qquad (II.34)$$

F=0

Le résidu R s'écrit alors :

$$R = L(H) - F \qquad (II.35)$$

La méthode des résidus pondérés consiste à trouver les fonctions H qui annulent la forme intégrale suivante :

$$\iint_{\Omega} \Psi R(H) d\Omega \qquad (II.36)$$

Ω Représente le domaine sur lequel est définie la fonction H, et Ψ une fonction quelconque définie aussi sur Ω.

On a à résoudre l'équation suivante :

$$\iint_{\Omega} \Psi[\frac{1}{\sigma}(\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 H}{\partial y^2})+j\omega\mu H]d\Omega = 0 \quad (II.37)$$

Cette dernière équation peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\iint_{\Omega} \Psi[\frac{1}{\sigma}(\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 H}{\partial y^2})+j\omega\mu H]dxdy = 0 \quad (II.38)$$

$$\frac{1}{\sigma}\iint_{\Omega}(\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}+\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial y^2})dxdy + j\omega\mu\iint_{\Omega}\Psi H dxdy = 0 \quad (II.39)$$

Pour rendre l'équation (III.10) plus simple, il faut calculer le terme :

$$\iint_{\Omega}(\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}+\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial y^2})dxdy \quad (II.40)$$

$$\iint_{\Omega}(\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}+\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial y^2})dxdy = \iint_{\Omega}\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}dxdy + \iint_{\Omega}\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial y^2}dxdy \quad (II.41)$$

On a :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\right) = \frac{\partial\Psi}{\partial x}\frac{\partial H}{\partial x}+\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} \quad (II.42)$$

Alors :

$$\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \frac{\partial}{\partial x}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\right)-\frac{\partial\Psi}{\partial x}\frac{\partial H}{\partial x} \quad (II.43)$$

De même, on trouve que :

$$\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial y^2} = \frac{\partial}{\partial y}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial y}\right)-\frac{\partial\Psi}{\partial y}\frac{\partial H}{\partial y} \quad (II.44)$$

Alors :

$$\iint_{\Omega}\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}dxdy + \iint_{\Omega}\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial y^2}dxdy = -\iint_{\Omega}\frac{\partial\Psi}{\partial x}\frac{\partial H}{\partial x}dxdy + \iint_{\Omega}\frac{\partial}{\partial x}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\right)dxdy - \iint_{\Omega}\frac{\partial\Psi}{\partial y}\frac{\partial H}{\partial y}dxdy$$

$$+\iint_{\Omega}\frac{\partial}{\partial y}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial y}\right) \tag{II.45}$$

$$\iint_{\Omega}(\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}+\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial y^2})dxdy=-\iint_{\Omega}\left(\frac{\partial\Psi}{\partial x}\frac{\partial H}{\partial x}+\frac{\partial\Psi}{\partial y}\frac{\partial H}{\partial y}\right)dxdy+\iint_{\Omega}\left(\frac{\partial}{\partial x}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial y}\right)\right)dxdy$$

(II.46)

On pose:

$$\vec{f}=\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\vec{i}+\Psi\frac{\partial H}{\partial y}\vec{j} \tag{II.47}$$

On a:

$$div(\vec{f})=\frac{\partial}{\partial x}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial y}\right) \tag{II.48}$$

En utilisant le théorème de divergence qui énonce que :

$$\iint_{\Omega}div(f)dxdy=\oint_{\Gamma}f.nd\Gamma \tag{II.49}$$

Où :

Γ est le contour entourant le domaine Ω.

On aboutit à la relation suivante :

$$\iint_{\Omega}\left(\frac{\partial}{\partial x}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial y}\right)\right)dxdy=\oint_{\Gamma}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\vec{i}+\Psi\frac{\partial H}{\partial y}\vec{j}\right)nd\Gamma$$

$$=\oint_{\Gamma}\Psi\left(\frac{\partial H}{\partial x}\vec{i}+\frac{\partial H}{\partial y}\vec{j}\right)nd\Gamma \tag{II.50}$$

Comme :

$$\left(\frac{\partial H}{\partial x}\vec{i}+\frac{\partial H}{\partial y}\vec{j}\right)n=\frac{\partial H}{\partial n} \tag{II.51}$$

Alors :

$$\iint_{\Omega}\left(\frac{\partial}{\partial x}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\Psi\frac{\partial H}{\partial y}\right)\right)dxdy=\oint_{\Gamma}\Psi\frac{\partial H}{\partial n}d\Gamma \qquad (II.51)$$

D'où :

$$\iint_{\Omega}(\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}+\Psi\frac{\partial^2 H}{\partial y^2})dxdy=-\iint_{\Omega}\left(\frac{\partial\Psi}{\partial x}\frac{\partial H}{\partial x}+\frac{\partial\Psi}{\partial y}\frac{\partial H}{\partial y}\right)dxdy+\oint_{\Gamma}\Psi\frac{\partial H}{\partial n}d\Gamma \qquad (II.52)$$

L'équation (III.10) devient :

$$-\frac{1}{\sigma}\iint_{\Omega}\left(\frac{\partial\Psi}{\partial x}\frac{\partial H}{\partial x}+\frac{\partial\Psi}{\partial y}\frac{\partial H}{\partial y}\right)dxdy+\oint_{\Gamma}\Psi\frac{\partial H}{\partial n}d\Gamma+j\omega\mu\iint\Psi H dxdy=0 \qquad (II.53)$$

II.10. Conclusion :

Un aperçu général sur la méthode des éléments finis a fait l'objet de ce chapitre afin de comprendre la procédure de modélisation par élément finis, un exemple sur le calcul du champ électromagnétique en régime harmonique est présent.

Chapitre III :

Calcul des paramètre de l'enroulement par MEF

III.1. Introduction :

Tout changement dans la géométrie physique d'un enroulement de transformateur entraine également un changement dans les valeurs de l'inductance et la capacité de son modèle équivalent. [23]

Dans ce chapitre, des paramètres telles que la capacité série, la capacité avec la terre et l'inductance propre et mutuel sont calculées à l'aide du logiciel flux 2D en se basant sur la méthodes des élément finis pour un enroulement sain , axialement déformé et l'enroulement présent un court-circuit entre disques, l'enroulement étudié est subdivisé en 05 disques où chaque disque contient 30sipres sur 03couches, à une hauteur totale de 500mm et un diamètre de 220mm la hauteur de chaque disque est 56mm.

Le but principal de calcul de ces paramètres est de réaliser une empreinte (un modèle de référence) pour l'analyse de la réponse en fréquence FRA et de les comparer à ceux des défauts effectués. Dans le but de détecter et localiser les défauts naissants dans l'enroulement du transformateur.

III.2. Modélisation par MEF du bobinage testé :

L'objectif principal de cette modélisation est de calculer les paramètres du schéma équivalent du bobinage afin d'obtenir sa réponse fréquentielle pour son exploitation

Pour le diagnostic du bobinage du transformateur.

III.2.1. Géométrie de l'enroulement étudié:

Les paramètres géométriques du bobinage testé est étudié par la méthode des éléments finis sont (voir figure(I.1):

- Hauteur totale : 500mm.
- Les diamètres intérieur et extérieur de 200mm et 220mm respectivement.
- Section du conducteur en cuivre : 10mm2 (type méplat).
- Nombre de couche, par disque : 03.
- Nombre de spire, par couche : 10.
- Nombre de disques 05.

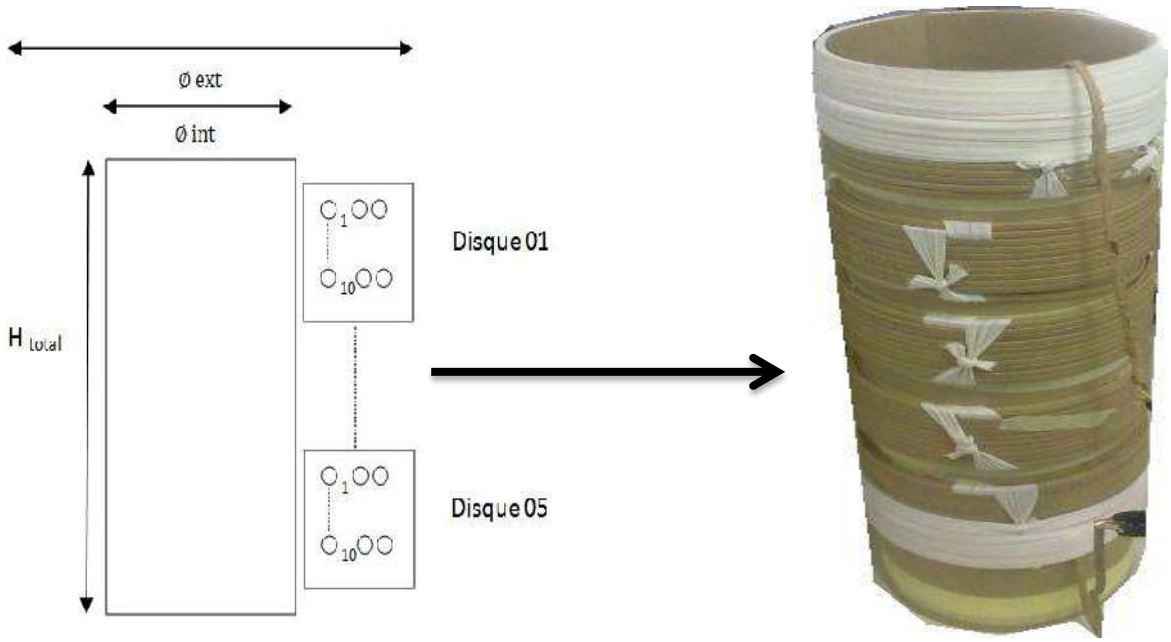


Figure (III.1) : Géométrie de la bobine testée.

III.2.2. Résultats de simulation en flux 2D :

III.2.2.1. Tension appliquée :

La figure (III.2) représente la tension appliquée au bobinage sous flux 2D, cette dernière est similaire à celle appliquée en mesure d'impédance en fonction de la fréquence.

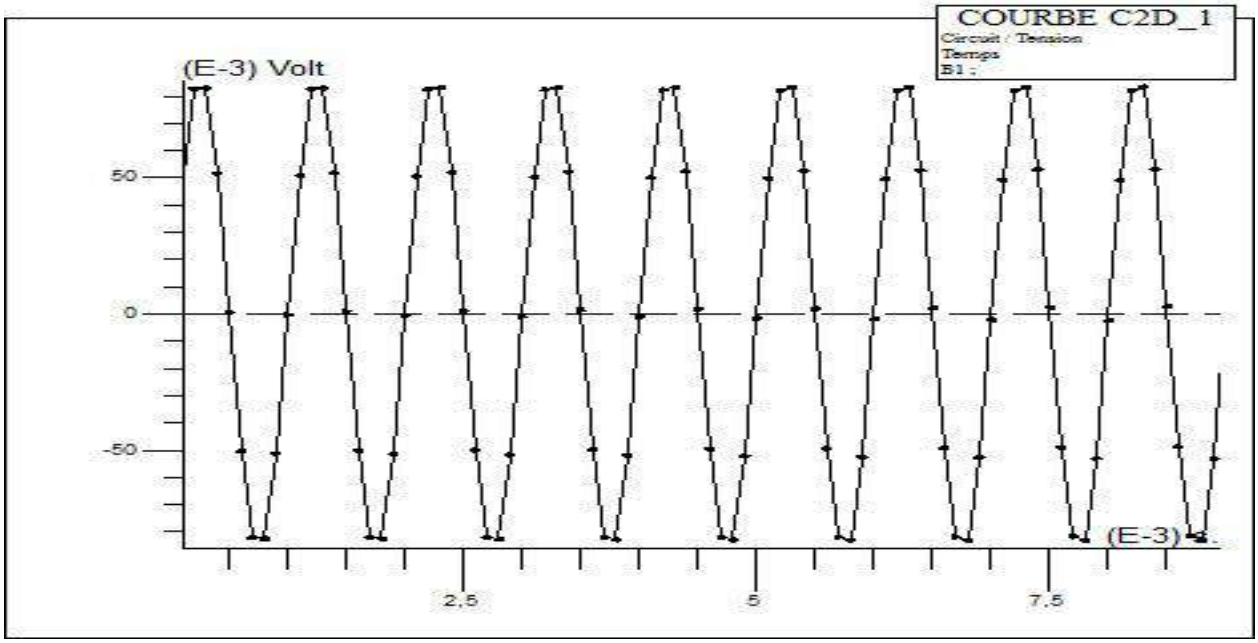


Figure (III.2): Tension appliqué à l'enroulement étudié

III.2.2.2.Profil de l'induction magnétique du bobinage :

La figure (III.3) représente le profil de l'induction magnétique dans le domaine étudié, on remarque les valeurs de l'induction est de l'ordre ($1.3\eta T$), cette faible valeur est due à non présence du noyau magnétique.

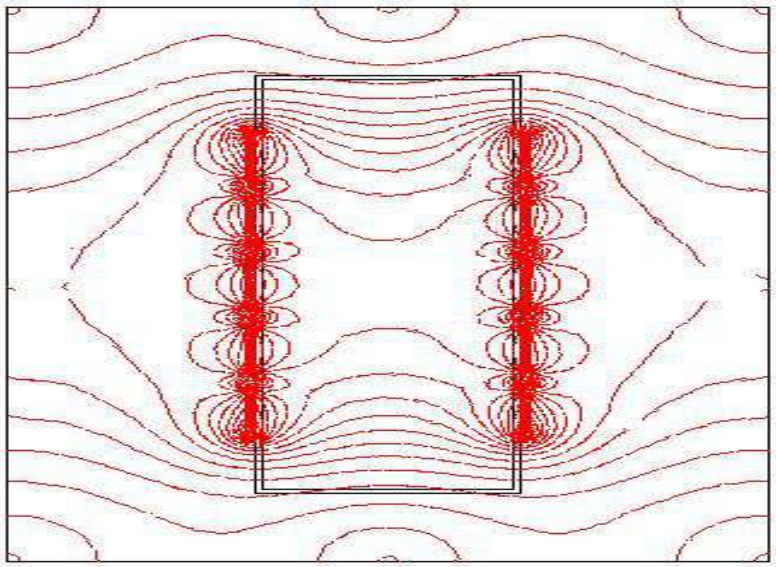


Figure (III.3) : Induction magnétique

III.2.2.3. Allure du flux magnétique dans le bobinage en fonction du temps :

La figure (III.4) illustre l'allure du flux magnétique le long de domaine d'étudié, comme on peut bien le constater, le flux magnétique est de l'ordre de $13\mu Wb$, cette faible valeur est due à la non présence de noyau magnétique et la faible amplitude de l'excitation.

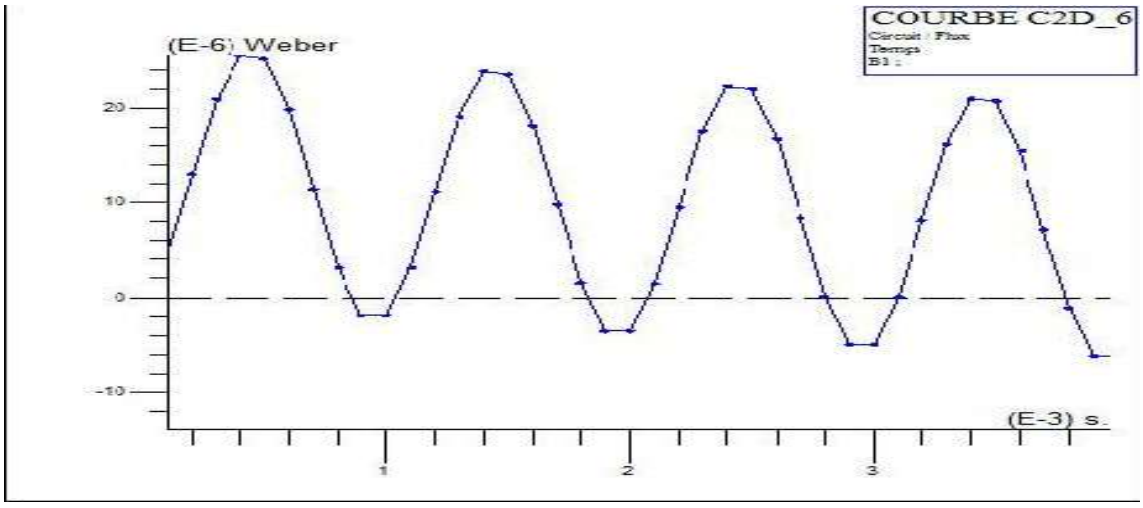


Figure (III.4) : L'allure du flux magnétique

III.2.2.4. Présentation du banc d'essai :

La figure ci-dessous présente le bonc d'essai réalisé au laboratoire de recherche en électrotechnique et en automatique de l'université.

Le bon d'essai est composé de :

- Appareil de mesure RLC mètre 20 Hz-1MHz pour la mesure des paramètres de l'enroulement).
- Bobine test dont les caractéristiques géométriques sont données en III.2.1.
- Ordinateur pour l'acquisition et le traitement des données.

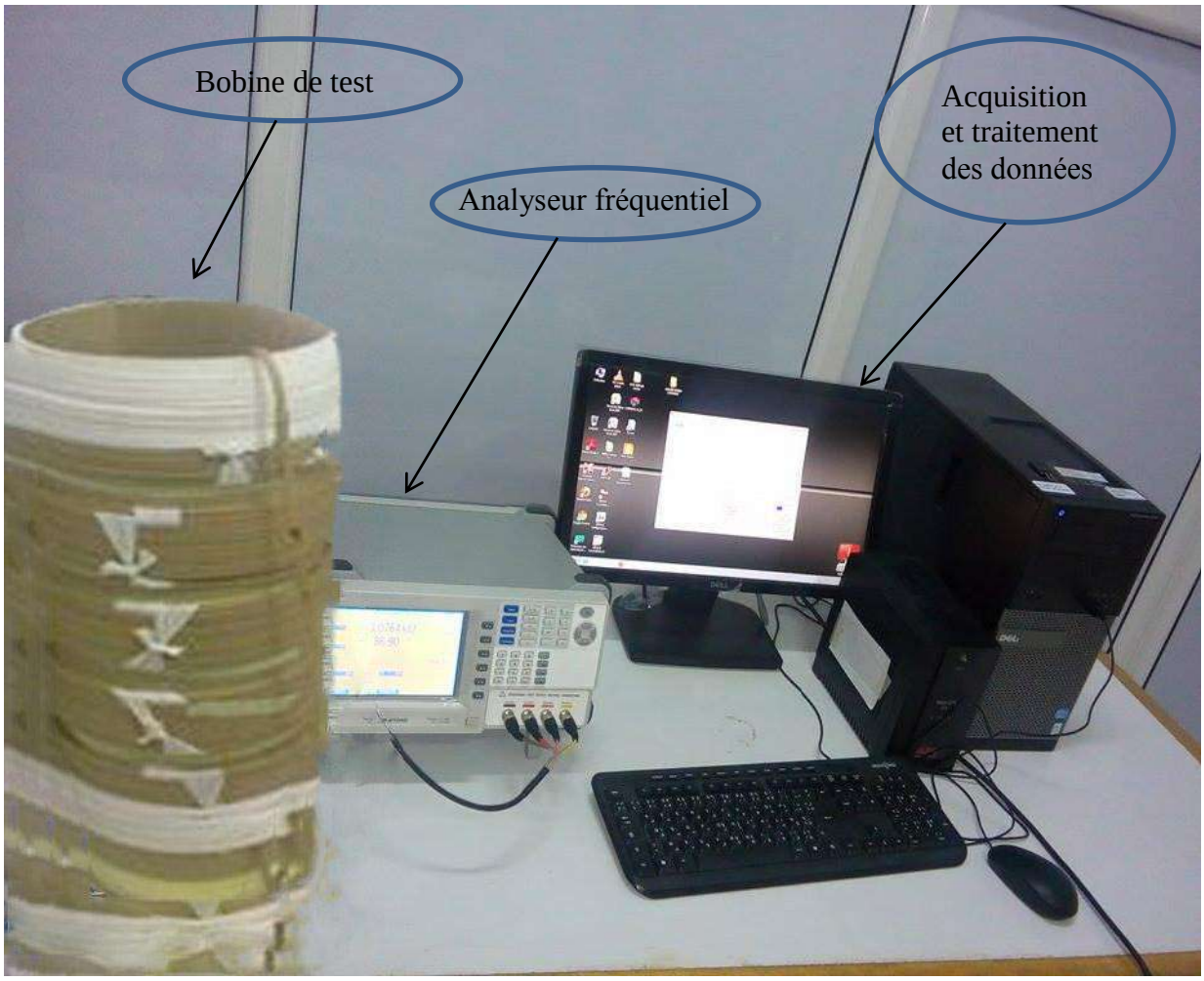


Figure (III.5) : Banc d'essai Expérimental.

III.3. Méthodologie de calcul des paramètres de l'enroulement par l'exploitation du modèle élément finis du bobinage :

III.3.1. Calcul des inductances propres et mutuelles :

Le calcul des inductances propres et mutuelles d'enroulement est effectuée, en alimentant un disque seulement sous un courant de 1 A .Après la résolution par élément finis de cette configuration, on obtient le flux propre du disque alimenté qui permet de déduire son inductance propre et les flux résultants dans les autres disques ce qui permettront de déterminer les différentes inductances mutuelles. [24]

Afin de valider les résultats obtenues avec le modèle MEF 2D, une mesure d'inductance totale a été réalisée au laboratoire a l'aide d'un RLC mètre de grande précision. Finalement les résultats sont illustrés par le tableau (III.1).

Ls(H)	M12(H)	M13(H)	M14(H)	M15(H)
1.8213×10^{-4}	6.1189×10^{-5}	2.0821×10^{-5}	7.7054×10^{-6}	2.8933×10^{-6}

Tableau (III.1) : Inductances propres et mutuelles de l'enroulement sain

A partir des valeurs calculées par éléments finis, on déduit l'inductance équivalente totale de l'enroulement, qui est exprimée par l'équation suivante :

$$Leq = nLs + \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq k}}^{k}(n-1)\,M_{ik} \quad \text{.....(III.1)}$$

Avec :

n : Nombre de cellules

Ls : Inductance propre

M_{ik} :Inductance mutuelle

L'inductance mesurée est de l'ordre de 1.56 mH tandis que celle calculée en utilisant la MEF est de 1.57 mH. L'écart entre ces deux valeurs ne dépasse pas 1%, ce qui valide le modèle adopté.

III.3.2. Calcul des capacités de l'enroulement :

III.3.2.1. Calcul de capacité série C_S :

La capacité série dans le modèle adopté, représente l'effet capacitif entre les spires adjacentes constituant un disque de l'enroulement. Voir figure (III.6)

Afin de déterminer la valeur de la capacité série, on excite une spire d'un disque sous une tension de 1V [19].

La capacité série d'une spire est déterminé par la relation suivante :

$$Wstockée = \frac{1}{2}CV^2 \quad \text{..... (III.2)}$$

La capacité série total calculé par disque est constitué de trois couches de dix spires.

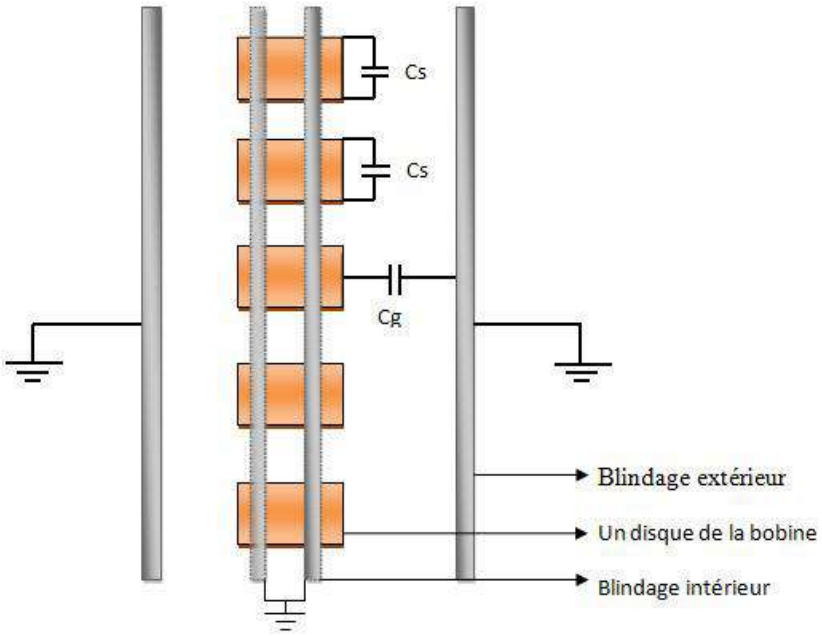


Figure (III.6) : représentation physique des paramètres capacitifs de bobinage

III.3.2.2. Calcul de capacité avec la terre (C_g) :

La capacité des différents disques avec la terre est calculée de la même façon que l'inductance propre et mutuelle, en alimentant un seul disque sous 1V.

III.3.3. Validation du modèle équivalent du bobinage :

Le bobinage test avait des caractéristiques géométriques bien précises, qui sont déjà discutées, cette bobine est soumise à un test en régime fréquentiel figure (III.7)

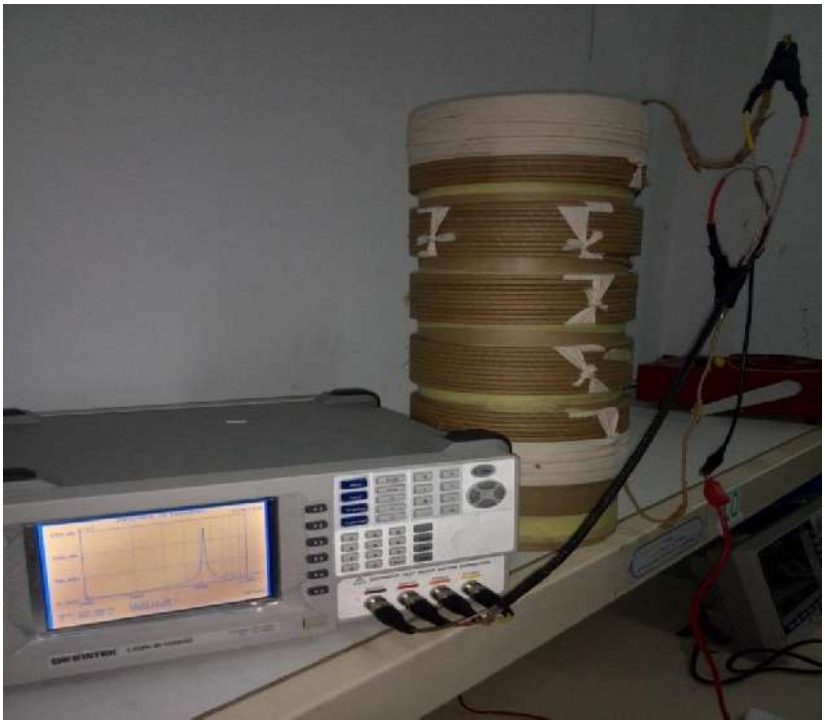


Figure (III.7) : Essai expérimental

Les résultats obtenus ont été confrontés aux résultats de simulation du modèle représenté sur la figure (III.8).

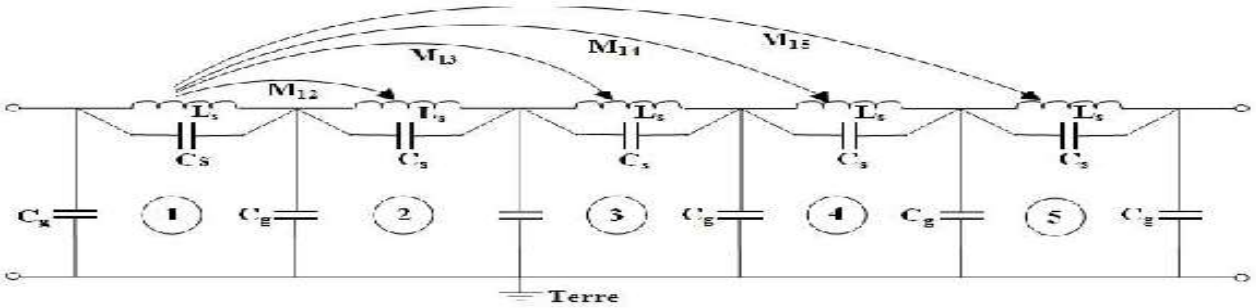


Figure (III.8) : Schéma équivalent du bobinage

La figure (III.9) représente la comparaison entre la mesuré et la simulation de l'impédance en fonction de la fréquence.

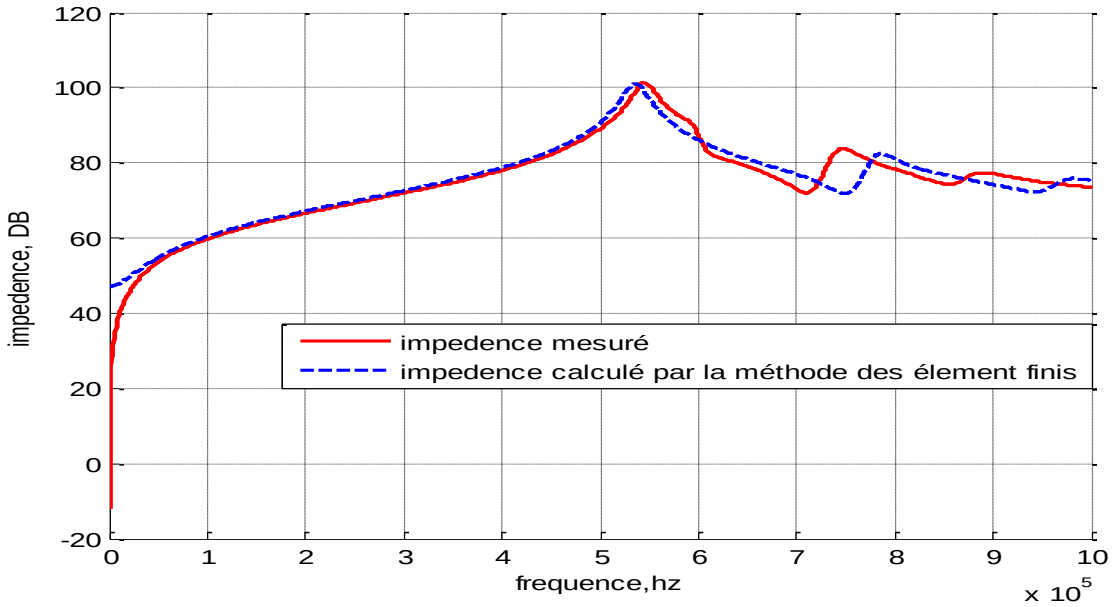


Figure (III.9) : Comparaison entre la réponse en fréquence Mesurée et Simulée de l'impédance

Le tableau III.2 représente l'erreur entre la mesure et le calcul pour les différentes fréquences de coupure relevée sur les deux réponses fréquentielles comparées.

Les Pics / fréquences	Pic 1	Pic 2	Pic 3
mesurée (KHZ)	544	747	886
calculée par MEF (KHZ)	537	784	983
Erreur %	1.47	4.96	9.46

Tableau(III.2): Comparaison entre les fréquences de résonance de la mesure et celles de calcule par MEF.

La figure (III.10) représente la comparaison entre les fréquences de résonances mesurées et celles obtenues par la simulation du modèle dans les paramètres sont calculés par élément finis.

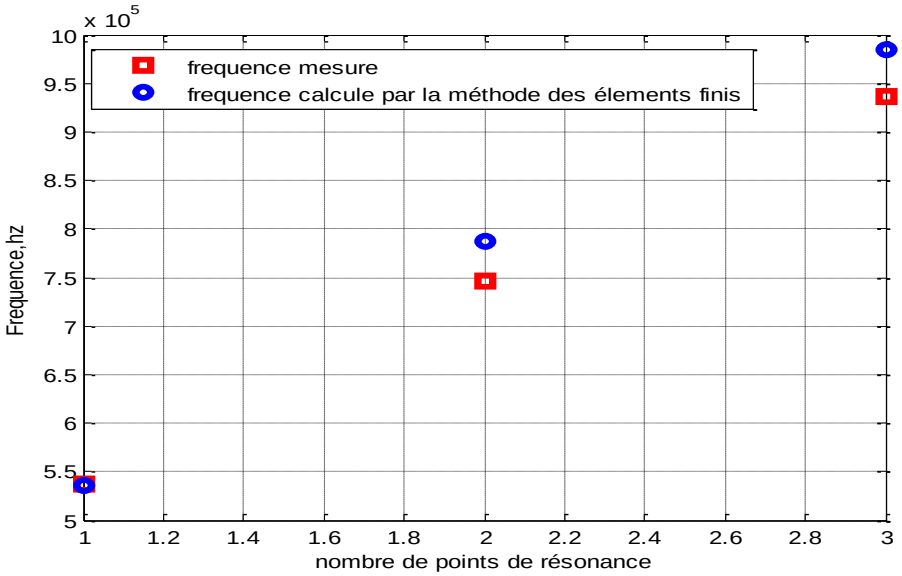


Figure (III.10) : Comparaison entre les fréquences de résonance mesurés et calculés

D'après les résultats illustrés dans le tableau (III.2) et les figures **(III.9) et (III.10)**, on constate que l'erreur entre la simulation et la mesure est de l'ordre de 1.47% pour la première fréquence de résonance et n'excède pas 10% pour les autres points de résonances. D'où on déduit que les résultats du modèle de MEF sont en concordance avec ceux de la mesure.

III .4 . Simulation des différents défauts étudiés :

Apres avoir validé le modèle adopté nous allons l'exploité pour une étude de diagnostic de l'enroulement de transformateur afin d'étudier les différentes défaillances, de l'enroulement avec la technique d'analyse fréquentielle.

Les défauts ont été réalisés sur l'enroulement test en modifiant sa géométrie, les défauts simulés sont les suivants :

- Déformation axiale de l'enroulement.
- Court-circuit entre déférent disque de l'enroulement.

III.4. 1. La déformation axiale :

La déformation axiale est due à l'action des forces axiales sur les conducteurs d'enroulement en particulier dans des situations de court-circuit important. [25]

Cette déformation axiale est modélisée sous flux 2D par modification de la géométrie du disque concerné par la déformation.

La déformation est réalisée sur les différents disques d'une manière séparée afin de mettre en évidence l'effet de la déformation d'un disque donné par rapport aux autres (figIII.11).

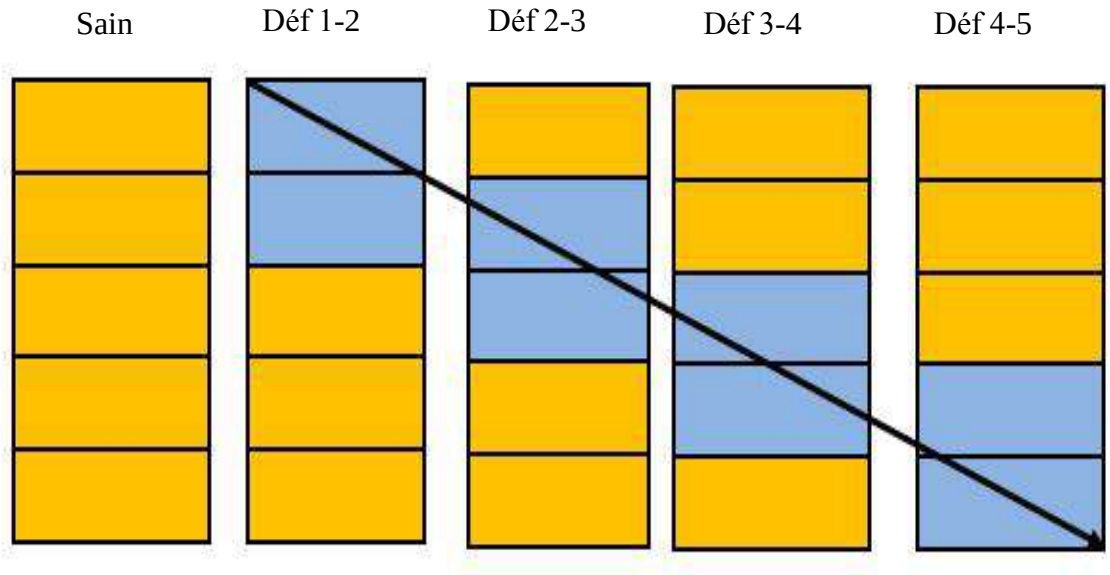


Figure (III.11) : la déformation axiale de l'enroulement

III.4.1.1. Déformation axiale de l'enroulement entre disque 1 et 2 :

Les paramètres calculés suite à la déformation du disque 1et 2 sont donnés ci-dessous.

L_{eq} =1.6421 mH

C_S=3.9615×10^{-10} F

C_g=2.77305×10^{-11} F

Ls (H)	M12 (H)	M13 (H)	M14 (H)	M15 (H)
1.8272×10^{-4}	**8.3440×10^{-5}**	2.6645×10^{-5}	9.7593×10^{-6}	3.6521×10^{-6}

Tableau (III.3) : Les valeurs des inductances propres et mutuelles

III.4.1.2. Déformation axiale de l'enroulement entre disque 2 et 3:

Les paramètres calculés suite à la déformation du disque 2et 3 sont donnés par le tableau suivant :

L_{eq} =1.44 mH

C_S=3.9615×10^{-10} F

C_g=2.65241×10^{-11} F

Ls (H)	M12 (H)	M13 (H)	M14 (H)	M15 (H)
182.13×10^{-4}	**4.6557×10^{-5}**	2.0822×10^{-5}	7.7052×10^{-6}	2.893×10^{-6}

Tableau (III.4) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles

III.4.1.3. Déformation axiale de l'enroulement entre disque 3 et 4:

Les paramètres calcules suite à la déformation du disque 3 et 4 sont donnés par le tableau suivant :

L_{eq} = 1.52 mH

C_S=3.9615×10^{-10} F

C_g=2.6289×10^{-11} F

L_s (H)	M_{12} (H)	M_{13} (H)	M_{14} (H)	M_{15} (H)
182.13×10^{-4}	6.1189×10^{-5}	**1.6396×10^{-5}**	7.7052×10^{-6}	2.893×10^{-6}

Tableau (III.5) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles

III.4.1.4. Déformation axiale de l'enroulement entre disque 4 et 5:

Les paramètres calcules suite à la déformation du disque 4 et 5 sont donnés par le tableau suivant :

$L_{eq} = 1.54\text{mH}$

$C_S = 3.9615\times10^{-10}$ F

$C_g = 2.71813\times10^{-11}$ F

L_s(H)	M_{12}(H)	M_{13}(H)	M_{14}(H)	M_{15}(H)
182.13×10^{-4}	6.1190×10^{-5}	2.0822×10^{-5}	**6.1106×10^{-6}**	2.8935×10^{-6}

Tableau (III.6) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles

III.5. Analyse de la réponse fréquentielle de l'enroulement déformé :

La figure (III.12) représente la comparaison entre la réponse fréquentielle de l'enroulement déformé et celle d'enroulement sain.

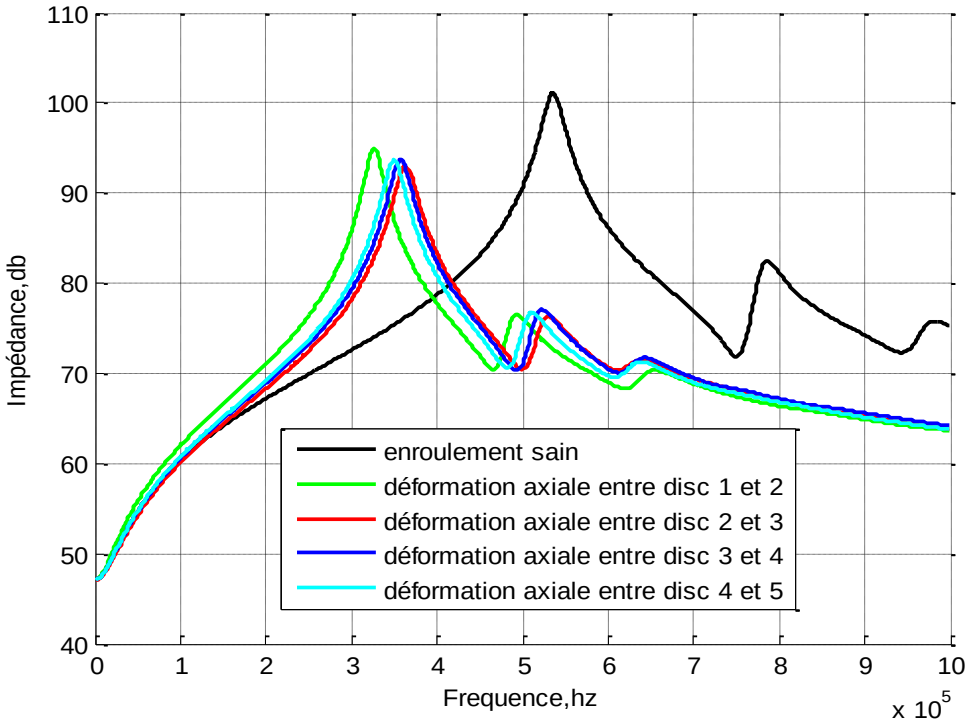


Figure (III.12) : Comparaison de la réponse en fréquence d'un enroulement sain et des enroulements affectés par la déformation axiale.

La comparaison entre les fréquences de coupure d'un enroulement sain et un défaut de déformation axiale sont représentées dans le tableau suivant :

Fréquence / Pic	f_{0sain} (kHz)	$f_{0def1-2}$ (kHz)	$f_{0def2-3}$ (kHz)	$f_{0def3-4}$ (kHz)	$f_{0def4-5}$ (kHz)	$\Delta f_{0def1-2}$ (kHz)	$\Delta f_{0def2-3}$ (kHz)	$\Delta f_{0def3-4}$ (kHz)	$\Delta f_{0def4-5}$ (kHz)
Pic01	53	326	363	357	350	211	174	180	187
Pic02	786	493	530	523	511	293	256	263	275
Pic03	982	655	639	643	631	327	343	339	351

Tableau (III.7) : Comparaison entre les fréquences de coupure d'un enroulement sain et un défaut de déformation axiale.

D'après les résultats obtenus on a constaté que dans le cas d'une déformation entre deux disque (1-2) une atténuation d'impédance d'ordre de 5% et un décalage vers la gauche de fréquence de la première résonance de l'ordre de 200KHz par rapport au l'enroulement sain.

Une même atténuation a été relevée sur le cas des déformations entre les disques (2-3), (3-4) et (4-5), et un décalage vers la gauche de la fréquence de la première résonance d'ordre 150KHz par rapport à l'enroulement sain.

Pour les trois défauts, nous avons également constaté que ce décalage s'éloigne vers la gauche avec le défaut qui s'éloigne de l'entré e vers la sortie de l'enroulement.

III.4.2. Court-circuit des différents disques de l'enroulement :

Dans cette partie, on s'intéresse au défaut de court-circuit le long de l'enroulement, les courts-circuits sont réalisés entre deux disques successifs.

III.4.2.1. Court-circuit des deux disques 1 et 2 :

Les paramètres calculés suite à un défaut de court-circuit du deux disque 1 - 2 sont donnée par le tableau suivant :

L_{eq} =1.05mH

C_S= 3.89613e*10^{-10} F

C_g= 1.5203050*10^{-10} F

L_s(H)	M_{12}(H)	M_{13}(H)	M_{14}(H)	M_{15}(H)
6.0809×10^{-5}	6.08235×10^{-5}	2.0328×10^{-5}	6.6055×10^{-6}	3.1529×10^{-6}

Tableau (III.8) : les valeurs des inductances propre et mutuelles

III.4.2.2 .Court-circuit des deux disques 2 et 3 :

Les paramètres calcules suite à un défaut de court-circuit du deux disque 2 - 3 sont donnés par le tableau suivant :

L_{eq} =1.101mH.

C_S= 3.89613e*10^{-10} F

C_g= 1.6332514*10^{-10} F

L_S (H)	M_{12} (H)	M_{13} (H)	M_{14} (H)	M_{15} (H)
1.6870×10^{-4}	2.1017×10^{-5}	1.9378×10^{-5}	5.8432×10^{-6}	1.7801×10^{-6}

Tableau (III.9) : Les valeurs des inductances propres et mutuelles

III.4.2.3 .Court-circuit entre les deux disques 3 et 4 :

Les paramètres calculés suite à un défaut de court-circuit du deux disque 3 et 4 sont donnés par le tableau suivant :

L_{eq} =1.38mH

C_S= 3.89613e*10^{-10} F

C_g= 1.5222014*10^{-10} F

L_S (H)	M_{12} (H)	M_{13} (H)	M_{14} (H)	M_{15} (H)
1.8051×10^{-4}	5.6476×10^{-5}	6.8384×10^{-6}	6.2684×10^{-6}	1.780035×10^{-6}

Tableau (III.10) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles

III.4.2.4 .Court-circuit des deux disques 4 et 5 :

Les paramètres calculés suite à un défaut de court-circuit du deux disque 4 et 5 sont donnés par le tableau suivant :

L_{eq} =1.50mH.

C_S= 3.89613e*10^{-10} F

C_g= 1.9862153*10^{-10} F

L_S (H)	M_{12} (H)	M_{13} (H)	M_{14} (H)	M_{15} (H)
1.8191×10^{-4}	6.0579×10^{-5}	1.9065×10^{-5}	2.4977×10^{-6}	2.2849×10^{-6}

Tableau (III.11) : Les valeurs des inductances propre et mutuelles

III.5.Analyse de la réponse fréquentielle de l'enroulement de défaut de court-circuit :

La figure (III.13) représente la comparaison entre les réponses fréquentielle de l'enroulement sain et celles d'un enroulement affecté par un court –circuit.

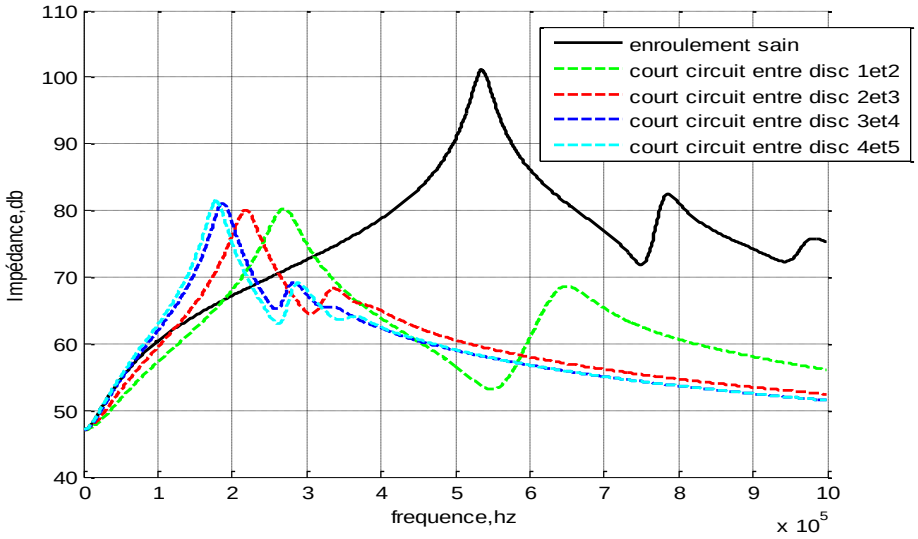


Figure (III.13) : Comparaison de la réponse en fréquence de l'impédance de l'enroulement Sain par rapport un enroulement affecté par un court-circuit

Le tableau (III.12) représente la comparaison des fréquences de résonance d'enroulement sain par rapport à celles des défauts de court-circuit.

Fréquence / Pic	f_{0sain} (kHz)	f_{0cc1-2} (kHz)	f_{0cc2-3} (kHz)	f_{0cc3-4} (kHz)	f_{0cc4-5} (kHz)	Δf_{0cc1-2} (kHz)	Δf_{0cc2-3} (kHz)	Δf_{0cc3-4} (kHz)	Δf_{0cc4-5} (kHz)
Pic01	537	269	218	187	178	268	319	35	359
Pic02	786	650	336	280	289	136	45	506	497

Tableau (III.12) : comparaison entre les fréquences de coupure d'un enroulement sain et enroulement présentant des courts-circuits

D'après les résultats obtenus, on a constaté :

La présence du défaut de court-circuit sur l'enroulement, une atténuation d'impédance de L'ordre de 20% par rapport à la réponse d'un enroulement sain.

Un décalage de fréquence de coupure de la première résonance vers la gauche de l'ordre de 250KHz, les réponses de l'enroulement affecté par le défaut par rapport à l'enroulement sain, il a noté que ce décalage s'éloigne vers la gauche avec le court-circuit s'éloigne de l'entrée vers la sortie du bobinage.

III.5. Détection de défaut :

Afin de distinguer entre les deux types de défauts étudiés, une comparaison des différente repenses en fréquences de l'impédance ont été comparées par rapport à l'enroulement sain.

III.5.1. Détection de défaut de déformation et de court-circuit :

La figure (III.14) illustre la comparaison entre les différentes réponses en fréquence de l'enroulement sain et l'enroulement défectueux.

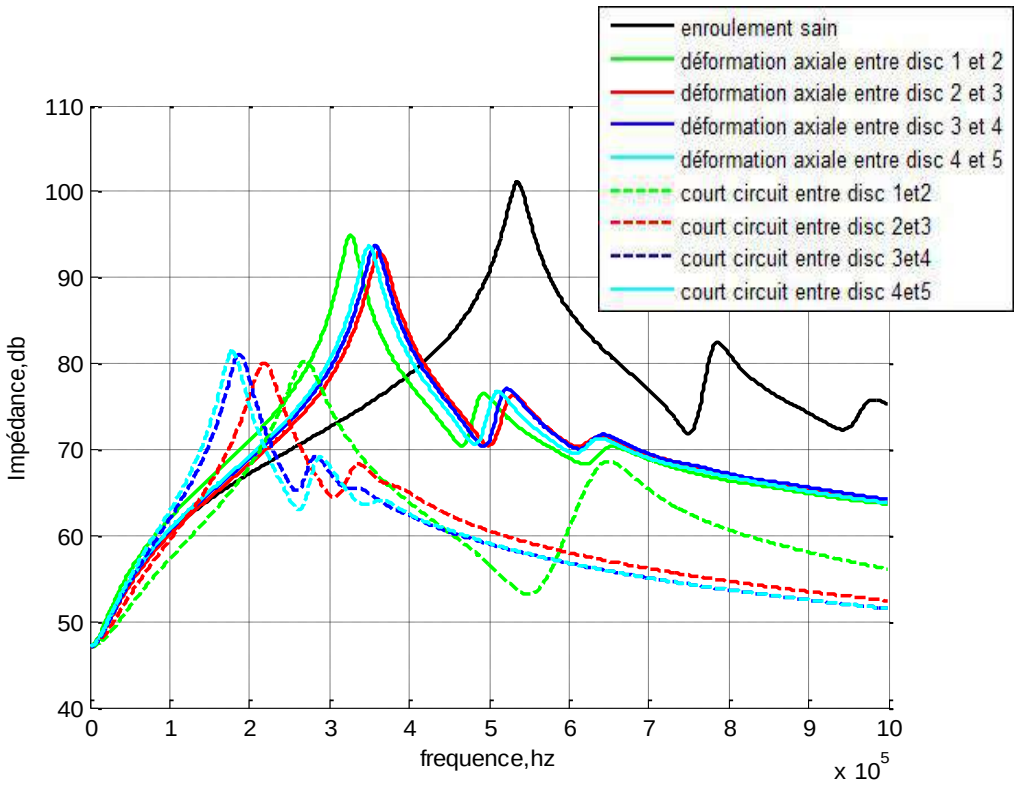


Figure (III.14) : Comparaison de la réponse en fréquence d'un Sain et des défauts de déformation axiale et de court-circuit.

Après comparaison, les points suivants ont été retenus :

La présence d'un défaut quelconque (C-C, déformation) conduit une atténuation d'impédance, Cette atténuation est plus importante dans le cas d'un défaut de court-circuit.

Pour les deux types de défaut étudiés les pics de la première résonance se décalent vers la gauche.

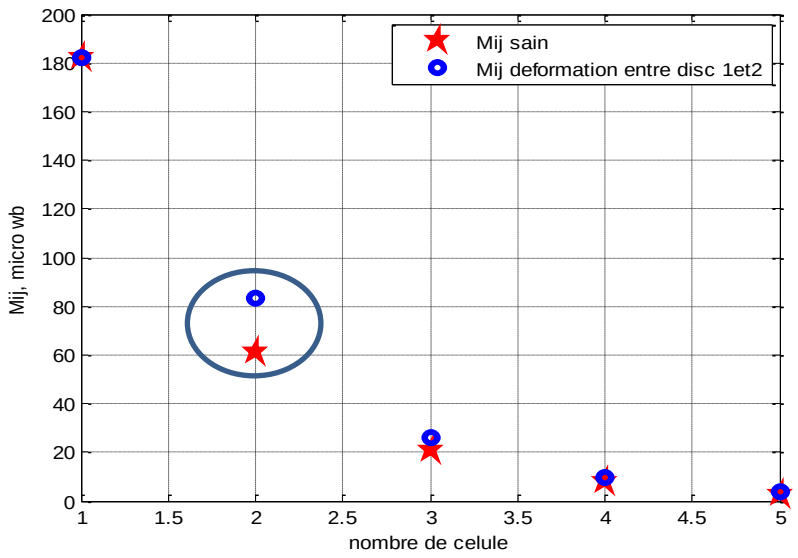
Les défauts de court-circuit présentent un décalage plus éloignés vers la gauche par rapport à l'enroulement sain comparativement aux défauts de déformation.

III.7. Localisation de défaut de long de l'enroulement :

III.7.1. Localisation du défaut de la déformation de long du bobinage :

Dans le but de localiser un défaut de déformation une étude paramétrique a été effectuée par l'intermédiaire des inductances mutuelles calculées à l'aide de MEF.

La figure (III.15), représente la comparaison entre les différentes valeurs des inductances propre et mutuelles calculées dans le cas d'un enroulement sain d'une part et d'autre part dans le cas d'une déformation entre le disque (1-2).



Figure(III.15) : Inductances propre et mutuelles (déformation entre disques 1-2)

D'après la figure on a constaté une augmentation des valeurs des inductances propre mutuelles le long de l'enroulement, cette augmentation est plus remarquable sur le disque concernée par la déformation.

Les figure (III.16), (III.17) et (III.18), représente la comparaison entre les différent valeurs des inductances propre et mutuelles calculées dans le cas d'un enroulement sain d'une part et d'une autre par dans le cas d'une déformation entre les disques (2-3), (3-4) et (4-5) respectivement.

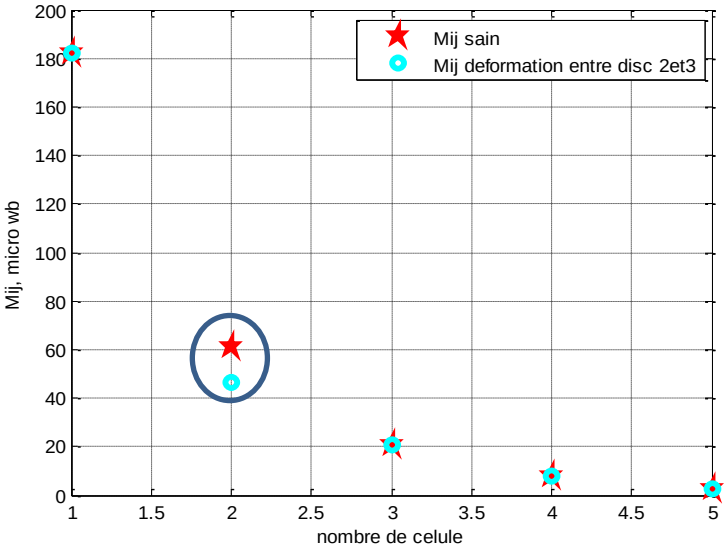


Figure (III.16) : Inductances propre et mutuelles (déformation entre disques 2-3)

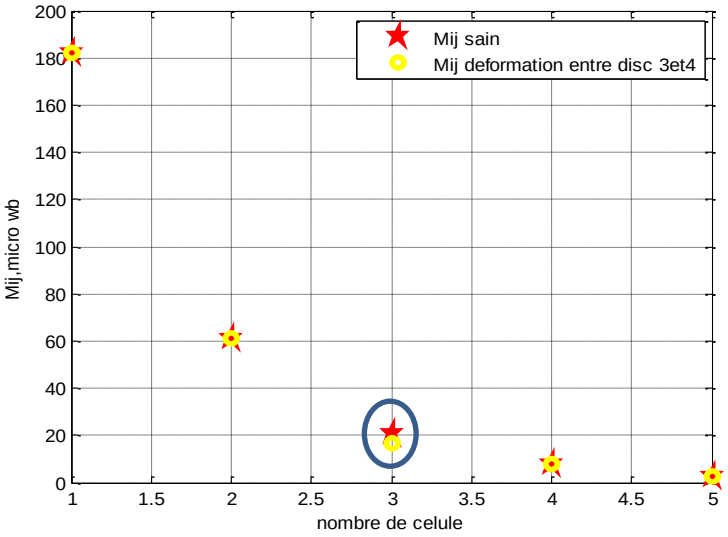


Figure (III.17) : Inductances propre et mutuelles (déformation entre disques 3-4)

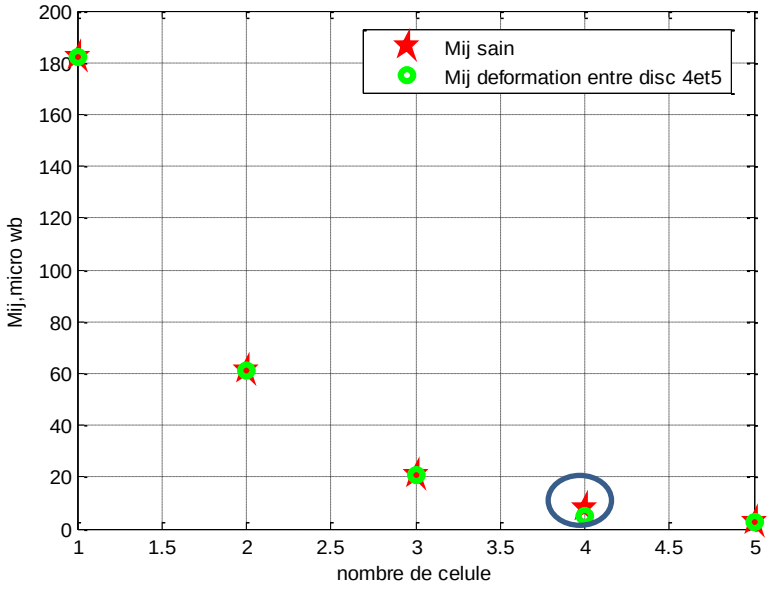


Figure (III.18) : Inductances propre et mutuelles (déformation entre disques 4-5)

Le tableau suivant représenté la variation des inductances mutuelle de l'enroulement concerné par le défaut par rapport à l'enroulement sain comme le montre sur le tableau suivant :

Inductances / Défauts de déformation	Ls (Henry)	M12 (Henry)	M13 (Henry)	M14 (Henry)	M15(Henry)
Sain	1.8213×10^{-4}	6.1189×10^{-5}	2.0821×10^{-5}	7.7054×10^{-6}	2.8933×10^{-6}
Déformation 1-2	**1.8272×10^{-4}**	**8.3440×10^{-5}**	**2.6645×10^{-5}**	**9.7593×10^{-6}**	**3.6521×10^{-6}**
Déformation 2-3	1.8213×10^{-4}	**4.6557×10^{-5}**	2.0822×10^{-5}	7.7052×10^{-6}	2.8931×10^{-6}
Déformation 3-4	1.8213×10^{-4}	6.1189×10^{-5}	**1.6396×10^{-5}**	7.7051×10^{-6}	2.8935×10^{-6}
Déformation 4-5	1.8213×10^{-4}	6.1190×10^{-5}	2.0822×10^{-5}	**6.1106×10^{-6}**	2.8935×10^{-6}

Tableau (III.13) : Valeur des inductances mutuelle de l'enroulement concerne par le défaut de déformation par rapport à l'enroulement sain

Dans les trois cas de figure étudiés, on remarque une diminution de l'inductance mutuelle à la position du défaut par rapport celles calculée dans le cas d'un enroulement sain.

Ce changement d'induction mutuelle au point d'injection de défaut peut être considéré comme un moyen de localisation de défaut.

III.8.Conclusion :

Dans ce chapitre, on est intéressé à la modélisation par élément finis d'un bobinage réels. Cette modélisation, nous a permet de calcules les paramètres, du modèle conventionnelle d'un enroulement du transformateur en haut fréquence, dans le but de son diagnostic pour l'intermédiaire de sa réponse fréquentielle.

la comparaison entre les signatures d'un enroulement défectueux et celle d'un enroulement sain nous a permis de tiré plusieurs information permettant de détecter et localiser les défauts existant dans les enroulements de transformateur sans avoir recours à son ouverture.

Conclusion générale

Conclusion

Le travail présenté dans ce mémoire rentre dans un axe de recherche dans le domaine de diagnostic de défaillance dans les transformateurs.

Une étude bibliographique et la méthodologie de calcule par élément finis des paramètres du modèle sont présentées.

Le modèle élaboré est valide expérimental sur une bobine réel (30 KV) composé de 05 disque identique comportant chacun 30 spires, les comparaisons entre les résultats de mesure et de simulation sont concordance ce qui nous a montré a utilisé le modèle aux élaboré pour une étude de diagnostic de défaillance dans l'enroulement testé.

D'après l'étude mesure, on a tiré les points suivant :

- Une atténuation d'impédance de défaut de déformation
- Un décalage de fréquence de coupure de défaut de déformation vers la gauche de l'enroulement sain de l'ordre de 200KHZ
- Une atténuation d'impédance de défaut de déformation
- Un décalage de fréquence de coupure de défaut de court-circuit vers la gauche de l'enroulement sain.de l'ordre de 250KHz
- Une atténuation d'impédance de défaut de court-circuit par rapport au défaut de déformation
- Un décalage de fréquence de coupure de défaut de court-circuit par rapport au défaut de déformation de l'ordre de 10KHz

L'étude paramétrique nous a permis de lié la variation des paramètres a la position de défaut de déformation

Bibliographie

Référence bibliographique

[1] : Théodore Wildi, Gilbert SYBILLE, " ELECTROTECHNIQUE : transformateur ". 4e édition, Bibliothèque Nationale, Paris, juin 2005.

[2] : FRANÇOIS MILSANT, « Électrotechnique machines électriques transformateurs Électriques ».

[3] : Omicron électroniques 'FRA analyser Manuel d'utilisation' Référence –VESD0662 Version du manuel : FRA.FR, 2006.

[4] : Sonelgaz DEPT GRTE formation sur le diagnostic des transformateurs de puissance « Méthodes de diagnostic de transformateur E. cottens janvier 2008 »

[5] : DERBALI RABAH, « Diagnostic et Localisation des Défauts dans les Enroulements du Transformateur » Mémoire de Magister Soutenu publiquement 2012.

[6] Yyonnick Le Menach « Contribution à la modélisation numérique tridimensionnelle des systèmes électrotechniques » Thèse de Doctorat de l'Université de Lille1, Année 1999.

[7] Anthony Lefevre Laurence. Miégeville Java. Fouladgar Guy. Olivier «3D computation of transformers overheating under nonlinear loads » IEEE Transaction On Magnetics, vol.41, No.5, pp 1564-1567, May 2005.

[8] T. Nakata ; N. Takahashi ; Y. Kawase « magnetic performance of step-lap joints in distribution transformer cores » IEEE Transactions On Magnetics, Vol. Mag-18, No. 6, November 1982.

[9] : Formation transformateur « Formation transformateur de puissance»

[10] : FORMATION TRANSFORMATEURS GRTE avril 2005.

[11] : C.Andrieu, E. Dauphant D. Boss, ≪ A Frequency-Dependant Model For a MV/LV

Transformer≫ International Conference on Power Systems Transients (IPST), Budapest,

Hungary, June 20-24, 1999.

[12] :B.Gustavsen, A. Semlyen. ≪ Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients ≫. IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 13, No. 3, July 1998.

[13] : T.Noda, H. Nakamoto, S.Yokoyama, ≪Accurate Modeling of Core-Type Distribution Transformers for Electromagnetic Transient Studies", IEEE Transaction on Power Delivery,Vol. 17, No. 4, October 2002.

[14]: C.Andrieu, E. Dauphant D. Boss, ≪ A Frequency-Dependant Model For a MV/LV

Transformer≫ International Conférence on Power Systèmes Transients (IPST), Budapest,

Hungary, June 20-24, 1999

[15] : ANDRIANIRINA RAKOTOMALALA « Contribution à la modélisation des transformateurs de puissance en régimes hautes fréquences », Thèse de Doctorat, L'école centrale de Lyon, 1992.

[16] : Pierre Brissonneau :«Magnétisme et matériaux, pour l'électrotechnique», Edition Hermès, Paris1979.

[17] : J. E. Thomson: «The magnetic properties of materials », Edition Newnes Books, New York, 1968.

[18] : S.Bensaid : «Utilisation de la méthode du problème inverse pour l'identification des propriétés physiques des matériaux composites de type résine / carbone » ; Ecole polytechnique de l'université de Nantes, Année Universitaire 2001/2002.

[19] :JEAN-CLAUD SABONNADIERE, JEAN-LOUIS COULOMB :«Calcul des champs électromagnétiques » ; Technique de l'ingénieur (D 3 020).

[20] :P.BARUCH, M.HULIN, J.-F.PETROFF :« Electricité, Magnétisme, Cours » ; Hermann, paris, 1972.

[21] : P.LORRAIN, D.R.CORSON :« Champs et ondes électromagnétiques » ; ARMAND COLIN, Paris, 1979.

[22] : Gérard DEBEAUMARCHE : « Introduction aux équations aux dérivées partielles linéaires », Technique de l'ingénieur, AF 162.

[23] :] E. Rahimpour, J. Christian, K. Feser, and H. Mohseni, "Transfer function method to diagnose axial displacement and radial deformation of transformer windings," *IEEE Trans. Power Del.* ,vol. 18, no. 2, pp.493–505, Apr. 2003.

[24] : F. W. Grover, *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*, Dover Publications Inc., New York, 1946.

[25] : Christain, J.,and K. Feser (2004) , "Procedures for detecting winding displacement in power transformers by transfer function method", *IEEE Transactions on Power Delivery.*, vol.19, no.1, pp. 214-219.