الجمهوريـــــــــــة الجزائريـــــــــــة الديمقراطيـــــــــــة الشعبيـــــــــــة

REPUBLIQUE ALGRIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليـــــــــــــم العـــــــــــالي والبحـــــــــث العلمـــــــــــــي

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche scientifique

جامعـــــة يحيـــى فـــــارس ــ المديـــــة

Université Dr. Yahia Farès de Médéa

كليـــــــــة التكنولوجيـــــــــا

Faculté de la technologie

قســـــــــم الهندســـــــــة الكهربائيـــــة

Département de Génie Electrique

THÈSE

Pour l'obtention du diplôme

Doctorat LMD

Spécialité : Conversion d'énergie et entrainement électrique

Présentée par :

SAHNOUNE CHAOUCHE Moustafa

Application des méthodes intelligentes pour le contrôle non destructif des enroulements du transformateur de puissance

Soutenue le 05/12/2019 devant la commission d'examen composée de :

Mr Kabache Nadir	MCA de l'université de Médéa	Président
Mr Moulahoum Samir	Professeur de l'université de Médéa	Directeur de thèse
Mr Houassine Hamza	MCA de l'université de Bouira	Co-directeur de thèse
Mr Larbi Hadjout	Professeur de l'université d'U.S.T.H.B, Alger	Examinateur
Mr Bensaid Samir	Professeur de l'université de Bouira	Examinateur
Mr Moualdia Abdelhafidh	MCA de l'université de Médéa	Examinateur

Remerciements

Tout d'abord, remercions ALLAH de m'avoir prêté santé et volonté pour mener à terme cette thèse.

Je voudrais exprimer ma sincère gratitude à mon Directeur et mon co-Directeur de thèse, le professeur Samir Moulahoum et le docteur Hamza Houassine, pour le soutien continu durant mes études de doctorat et des recherches connexes, pour leurs patiences, leurs motivations et leurs immenses connaissances. Leurs conseils m'ont aidé tout au long de la recherche et de la rédaction de cette thèse. Je n'aurais pas pu imaginer avoir des formidables conseillers pour mon doctorat. J'aimerais vous remercier d'avoir encouragé mes recherches et de m'avoir permis de progresser en tant que chercheur scientifique. Vos conseils, tant sur la recherche que sur ma carrière, ont été inestimables.

J'aimerais tout particulièrement remercier le professeur Ilhami Colack pour ses précieux conseils et commentaires sur mes papiers de recherches et pour son soutien constant dans mon travail.

Mes sincères remerciements vont également aux Drs. Nadir Kabache, Djamel Boudana et Prof. Samir Moulahoum, qui m'ont fourni l'opportunité de rejoindre leur équipe en tant que membre et qui ont donné l'accès au **laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en**

automatique LREA et aux équipements de recherche disponibles. Sans leur précieux soutien, il serait impossible de mener cette recherche.

Mes sincères remerciements vont également le professeur Samir Bensaid, qui m'a donné l'accès au Laboratoire des Matériaux et Développement Durable (LMDD) et aux installations de recherche à l'Université de Bouira.

Je voudrais également remercier les membres du jury, Mr. Kabache Nadir, MCA de l'université de Médéa, Mr. Larbi Hadjout, professeur de l'université d'U.S.T.H.B, Alger, Mr. Bensaid Samir, professeur de l'université de Bouira et Mr. Moualdia Abdelhafidh, MCA de l'université de Médéa, d'avoir acceptés d'examiner cette thèse. Je tiens également à vous remercier d'avoir fait de ma défense un moment agréable et de vos brillants commentaires et suggestions, grâce à vous.

Ma reconnaissance va également aux enseignants du Département Génie électrique et à tous les personnels administratifs.

Un merci spécial à ma famille. Les mots ne peuvent exprimer à quel point je suis reconnaissante envers ma mère, mon père, mes sœurs et mes frères pour tous les sacrifices que vous avez faits pour moi. Vos prières pour moi ont été un soutien pour moi. Je voudrais également remercier tous mes amis qui m'ont soutenu dans la rédaction de cette thèse et m'ont incité à d'atteindre mon objectif.

DÉDICACE

Je dédie ce travail,

A la mémoire de mon père
Que dieu lui accorde sa sainte miséricorde et l'accueille dans son vaste paradis

À ma chère mère qui a sacrifié sa vie pour ma réussite. Que ALLAH la garde éternellement heureuse.

A mes sœurs

A mes frères

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation, depuis le primaire à ce jour.

A tous ceux et celles qui me sont chères

A mes amis de toujours

ملخص

عمل الأطروحة هذا، يتمثل في النمذجة عالية التردد للفائف محول الطاقة من اجل تشخيص أعطالها.

الجزء الأول من الأطروحة تم تكريسه لتطوير نموذج التردد لمحول ثلاثي الطور، والذي يعتمد فقط على استجابة تردده، حيث تم التحقق من صحة النتائج المحصل عليها تجريبياً على محول طاقة ثلاثي الطور، بعد ذلك تم تطوير دالة النقل لهذا النموذج واستخدامها لتفسير سلوك التردد للفائف المحولات.

في الجزء الثاني من هذه الأطروحة ، تم اقتراح نموذج متطور عالي التردد للفة المحولات ، ويستند هذا النموذج إلى تمثيل اللف بخلايا RLC مترابطة كهربائيا و مغناطيسيًا. يعتمد بناء النموذج على كلٍ من قياس استجابة التردد للف بواسطة تقنية FRA ومعلماتها الكهربائية الأساسية مثل المقاومة المكافئة، الحث المكافئ، السعة الفعالة الكلية مع الأرضي،... إلخ. المعلمات الموزعة للنموذج المطور تم حسابها باستخدام خوارزميات التحسين مثل PSO، Bat Algorithm وما إلى ذلك، النتائج المحصل عليها تم التحقق من صحتها تجريبيا على لفائف حقيقية في المختبر، وفي نهاية هذا العمل البحثي، تم اقتراح مقاربة للكشف عن شدة العيوب وتوطينها وتقديرها والتحقق من صحتها تجريبياً، وكانت النتائج التي تم الحصول عليها واعدة في سياق إنشاء برنامج بيني تجريبي موثوق وفعال في مجال تشخيص الأعطال الداخلية في لفائف المحولات.

الكلمات المفتاحية: محول الطاقة، تحليل استجابة التردد (FRA) ، نموذج التردد، دالة النقل، تشخيص الأعطال.

Résumé

Ce travail de thèse consiste en la modélisation des enroulements du transformateur de puissance en régime hautes fréquence en vue du diagnostic de défaillance de ses enroulements.

La première partie a été consacrée à l'élaboration du modèle fréquentiel d'un transformateur triphasé en se basant uniquement sur sa réponse fréquentielle, les résultats obtenus ont été validé expérimentalement sur un transformateur triphasé de puissance. Par la suite, la fonction de transfert de ce modèle a été développée et utilisée pour l'interprétation du comportement fréquentiel des enroulements du transformateur.

Dans la seconde partie de cette thèse, un modèle fréquentiel avancé à haute fréquence d'un enroulement du transformateur a été proposé, ce modèle est basé sur la représentation d'un enroulement par des cellules RLC magnétiquement et électriquement couplées. La construction du modèle est basée à la fois sur la mesure de la réponse fréquentielle de l'enroulement par la technique FRA et la mesure de ses paramètres électriques telles que la résistance globale, l'inductance équivalente, la capacité shunt effective avec la masse, etc… les paramètres répartis du modèle développé sont optimisés par des algorithmes d'optimisation tel que PSO, Bat Algorithme, etc… Les résultats obtenus sont validés

expérimentalement sur des bobinages réels au laboratoire. A la fin de ce travail de recherche, une approche de détection, localisation et l'estimation de la gravité de défauts a été proposée et validée expérimentalement, les résultats obtenus sont prometteurs dans le cadre de la mise en place d'une plateforme expérimentale fiable et efficace dans le domaine de diagnostic des défauts internes des enroulements du transformateur.

Mots clés : Transformateur de puissance, l'analyse de la réponse en fréquence (FRA), modèle fréquentielle, fonction de transfert, diagnostique des défaillances.

Abstract

This thesis work consists of high-frequency modelling of the power transformer windings for the diagnosis of its winding failures.

The first part was devoted to the frequency model development of a three-phase transformer-based only on its frequency response; the results obtained were validated experimentally on a three-phase power transformer. Subsequently, the transfer function of this model was developed and used for the frequency behaviour interpretation of transformer winding.

In the second part of this thesis, an advanced high-frequency model of a transformer winding has been proposed, this model is based on the representation of a winding magnetically an electrically coupled by RLC cells. The construction of the model is based both on the frequency response measurement of the winding by the FRA technique and its electrical parameters such as overall resistance, equivalent inductance, shunt effective capacitance, etc. the distributed parameters of the developed model are optimized using optimization algorithms such as PSO, Bat Algorithm, etc. The results obtained are validated experimentally on real windings in the laboratory. At the end of this research, an approach to detection, localization and severity assessment of the winding defects was proposed and experimentally validated; the results are promising in the context of establishing of an efficient and reliable experimental platform in the diagnostic field of transformer windings internal defects.

Key words: Power transformer, Frequency Response Analysis (FRA), frequency model, transfer function, failures diagnosis.

TABLE DES MATIERES

Table de matière

Liste des figures

Liste des tableaux

Liste des abréviations

Introduction générale……...1

Chapitre I : Etat de l'art sur la modélisation des enroulements du transformateur en régime fréquentiel

Introduction…….6

I.1. Méthode d'analyse de réponse en fréquence (FRA)…….7

I.1.1. Méthode de réponse en fréquence impulsionnelle (IFRA)…….9

I.1.2. Méthode de balayage de fréquence (SFRA)…….10

I.1.3. Propriétés des deux méthodes (SFRA et IFRA)……..10

I.1.4. Méthodes de mesure FRA……...11

I.2. Modélisation de l'enroulement du transformateur en vue de l'analyse de la réponse en fréquence FRA……...13

I.2.1. Modèle équivalent du transformateur en basse fréquence……..……14

I.2.2. Structure du modèle en cellules RLC parallèle et procédure de détermination des paramètres…….18

I.2.3. Le modèle mutuellement couplé……...22

I.2.3.1. Equations du schéma équivalent adopté……..25

I.2.3.1.1. Equations des tensions…….….25

I.2.3.1.2. Equations des courants……..…26

I.2.3.1.3. Représentation matricielle des équations du modèle……...27

I.2.4. Méthode d'identification dite «vector fitting» (VF)……..28

Conclusion……....29

Chapitre II : Construction d'un modèle basse et haute fréquence équivalent au transformateur triphasé à partir de mesures FRA

Introduction……...30

II.1. But et modèle requis……..31

II.2. Modèle en cascade des cellules RLC parallèle ……..……33

II.3. Procédure de construction de modèle à basse et haute fréquence du transformateur triphasé……...35

II.3.1. Mesure et analyse de la réponse des impédances des enroulements de transformateur……...36

II.3.2. Détermination de la réponse en fréquence de l'impédance caractéristique dans chaque phase……40

II.4. Synthèse du modèle proposé……41

II.5. Validation expérimentale……..45

Conclusion ……..….48

Chapitre III : Nouvelle expression analytique généralisée de la fonction de transfert du modèle RLC équivalent du transformateur

Introduction……...50

III.1. Objective et motivation ……..….51

III.2. Approche analytique pour l'analyse du comportement fréquentiel des enroulements…51

III.2.1. Etude d'un cas général : circuit RLC parallèle……..51

III.2.2. Expression analytique généralisée de la fonction de transfert du modèle RLC….52

III.2.2.1. Fonction de transfert pour le modèle RLC à deux sections (k=2)…….56

III.3. Construction de la fonction de transfert du transformateur…….58

III.4. Interprétation de la FRA en utilisant la fonction de transfert en fonction de 's'…….61

III.4.1. Analyse des rapports des modules N_q/D_p ……..……..…....61

III.4.2. Analyse du plan complexe……63

III.4.3. Exploitation de la fonction de transfert……64

III.4.3.1. Construction de la fonction de transfert $H(s)$ à partir de $Z(s)$.....64

III.4.3.2. Détermination de la fonction de transfert $Y(s)$ à partir de $Z(s)$…..66

Conclusion……...70

Chapitre IV.4 : Application des méthodes d'intelligences artificielle pour la modélisation haute fréquence des enroulements du transformateur

Introduction……...71

IV.1. Motivation, objectifs et contexte…….72

IV. 2. Algorithmes d'optimisation (BA et PSO)……..73

IV. 2.1. Algorithme de chauve-souris ('bat algorithme BA')……...73

IV. 2.2. Algorithme de l'essaim de particules ('particle swarm optimisation PSO')……77

IV. 2.3. Comparaison entre BA et PSO……....78

IV.3. Modélisation du bobinage du transformateur……..……79

IV.3.1. Modèle à couplage mutuel équivalent à un enroulement de transformateur…….79

IV.3.2. Modèle mutuellement couplé d'ordre réduit……..82

IV.4. Estimation des paramètres du modèle…….83

IV.4.1. Paramètres nécessaire pour la synthèse du modèle approprié……...84

IV.4.1.1. Fréquences de résonances……..84

IV.4.1.2. Nombre de sections du circuit à synthétiser..……85

IV.4.1.3. Paramètres nécessaires (R_{dc}, L_{eq} et $C_{g,eff}$) de l'enroulement……...85

IV.5. Application de l'algorithme BA pour estimer les paramètres du modèle équivalent…..87

IV.6. Cas étudiés en utilisant BA……..…91

IV.6.1. Cas 01: Application de la méthode BA pour le bobinage de 06 sections……..…92

IV.6.2. Cas 02: Etude expérimentale du bobinage…….98

Conclusion……..105

Chapitre V : Diagnostic des déplacements radiaux dans un enroulement du transformateur: Résultats expérimentaux

Introduction…….106

V.1. But et motivation ……107

V. 2. L'enroulement proposé et ses paramètres obtenus par la technique FRA……108

V.2.1. Les fréquences de résonance…….110

V. 2.2. Paramètres (inductances et capacité) mesurées de l'enroulement……...111

V.2.2.1. Inductances de l'enroulement……...111

V.2.2.2. Capacité équivalente de l'enroulement…….112

V.3. Déformations de l'enroulement……...113

V. 3.1. Études des déplacements radiaux de l'enroulement…….115

V.3.1.1. Déplacement radiale du disque 01 de l'enroulement……115

V.3.1.2. Déplacement radiale du disque 02 de l'enroulement……116

V.3.1.3. Comparaison en les déplacements radiaux des disques 01 et 02 de l'enroulement……117

V. 4. Méthode proposée pour l'évaluation des déplacements radiaux……119

V.4.1. Déplacements radiaux des disques de l'enroulement……..…..119

Conclusion……..124

Conclusion générale……..126

Perspectives…….127

Annexes

Références

Liste des figures

Figure I.1 : Le processus de réalisation d'un test FRA comprenant les étapes d'analyse et de diagnostic……...7

Figure I.2 : Mesure de la fonction de transfert par la méthode IFRA……8

Figure I.3 : Principe de la méthode SFRA ……..……9

Figure I.4 : Connexions schématiques du test FRA [39]-[41] ……...…… 11

Figure I.5 : Représentation physique des paramètres de transformateur…….……13

Figure. I.6 : Modèle en basse fréquence du transformateur électrique……14

Figure I.7 : Comportement du module d'impédance d'un transformateur réel……....16

Figure I.8 : Réponse fréquentielle d'un circuit RLC parallèle…….....18

Figure I.9 : Modèle en cascade de cellules RLC parallèles ……..……..……..… 20

Figure I.10 : Modèle mutuellement couplé équivalent à deux enroulements du transformateur…….……..... 21

Figure I.11 : Résonance du circuit LC parallèle ……....…22

Figure I.12 : Résonance du circuit RLC série……...…22

Figure II.1 : Procédure de construction du modèle équivalent au transformateur et relation entre ses éléments et les paramètres du modèle proposé…….32

Figure II.2 : Courbe de réponse en fréquence de l'impédance d'un transformateur avec ses cellules RLC respectives……..……33

Figure II.3 : Modèle en cascade de cellules RLC parallèles……...…34

Figure II.4 : Méthode de mesures de test FRA et les lignes de flux magnétique Phase U, (b) Phase V (c) Phase W……37

Figure II.5 : Comparaison entre l'impédance et la phase mesurées sur la phase centrale et celles des phases latérales……..……38

Figure II.6 : Modèle fréquentielle du transformateur triphasé avec impédances Z_U, Z_V et Z_W……..……39

Figure II.7 : Comparaison entre les impédances Z_U, Z_V et Z_W des phases U, V et W…....….41

Figure II.8 : Organigramme du modèle proposé…….43

Figure II.9 : Modèle proposé du transformateur triphasé……..……..44

Figure II.10 : Banc d'essai……...……45

Figure II.11 : Comparaison des impédances mesurées sur chaque phase du transformateur à celles estimées par le modèle RLC (a): phase U,(b): phase V et (c): phase W…….....46

Figure III.1 : Comportement fréquentiel d'un circuit RLC parallèle…….51

Figure III.2 : Comparaison en DB entre les réponses en fréquence des impédances de modèle RLC à celle de la fonction de transfert (FT). (a): phase U, (b): phase V et (c): phase W…….....59

Figure III.3 : Rapports des modules N_q/D_p……61

Figure III.4 : Pôles-zéros de Z (s) de la phase U……62

Figure III.5 : Courbes des fonctions de transfert de l'impédance et rapport de tentions avec ses phases respectives pour chaque phases U, V et W de transformateur……...64

Figure III.6 : Comparaison des diagrammes de Bode du gain et de l'angle de phase des fonctions de transferts de DPI et DPA des phases U, V et W respectivement du transformateur……...……66

Figure III.7 : Pôles et zéros (a) Z(s) et (b) Y(s) …….... 67

Figure III.8 : (a) l'amplitude de la partie imaginaire (b) l'angle de phase de l'impédance……...……68

Figure IV.1: Les étapes nécessaires pour la méthode BA (a) Organigramme de BA (b) Pseudo code de BA……76

Figure. IV.2 : Phases de la méthodologie appliquée pour obtenir le modèle de circuit en HF……..……....78

Figure IV.3 : Modèle mutuellement couplé équivalent à un enroulement du transformateur……....79

Figure IV.4 : Représentation physique d'un enroulement de transformateur.……..…81

Figure IV.5 : Circuit équivalent pour mesurer $C_{g,eff}$……85

Figure IV.6 : Réponse de l'impédance (DPI) des enroulements des deux cas étudiés (a) Cas 01 (b) Cas 02…….……93

Figure IV.7: Statistiques récapitulatives des paramètres estimés en utilisant BA du modèle de l'enroulement……...……96

Figure. IV.8: Comparaison entre la DPI en DB mesurée par rapport à celle estimé en utilisant les algorithmes BA, PSO et VF (a) Cas 01 (b) Cas 02…….....……99

Figure IV.9 : Circuit de référence de cinq sections……...……101

Figure. IV.10: Comparaison entre les caractéristiques de convergence des algorithmes BA et PSO……...……...103

Figure V.1 : Représentation schématique dans l'état sain du bobinage étudié……..108

Figure V.2 : Impédance mesurée d'un enroulement sain……...109

Figure V.3 : Circuit équivalent pour mesurer C_{eq} …….……...…….112

Figure V.4 : Représentation schématique après déplacement radiale du bobinage étudié (a) Défaut expérimental (b) l'influence du défaut sur les paramètres du modèle……113

Figure V.5 : Le déplacement des fréquences de résonance pour un déplacement radiale de 5 mm du disque 02…….114

Figure V.6 : Déplacements radiaux (5 mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm) du disque 01……...115

Figure V.7 : Déplacements radiaux (5 mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm) du disque 02..……116

Figure V.8 : Comparaison des déplacements radiaux du disque 01 et 02 de 5 mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm...……..117

Figure V.9 : Caractéristique de $L_{eq}\ (mH)$en fonction des déplacements radiaux de l'enroulement……..……...…120

Figure V.10 : Caractéristique de $\Delta L_{eq}(mH)$ en fonction de déplacements radiaux de l'enroulement……...120

Figure V.11 : Variation de ΔO_{cnf1}des disques 01 et 02 en fonction de ΔL_{eq} pour les déplacements radiaux 5mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm……...……121

Figure V.12 : Variation de ΔO_{cnf2}des disques 01 et 02 en fonction de ΔL_{eq} pour les déplacements radiaux 5mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm……...……122

Figure V.13 : Variation de ΔS_{cnf}des disques 01 et 02 en fonction de ΔL_{eq} pour les déplacements radiaux 5mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm……...…123

Figures des annexes

Figure .1 : LCR mètre……..……. 128

Figure. 2 : Le banc d'essai …….……..…..….. 132

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Paramètres R, L et C du modèle proposé pour chaque phase U, V et W…..45

Tableau III.1 : Paramètres RLC du modèle pour chaque cellule de la phase U……...57

Tableau III.2 : Coefficients des fonctions de transfert des phases U, V et W……58

Tableau III.3 : Fréquences de résonance mesurées et ceux des rapports N_q/D_p…….…….…61

Tableau III.4 : Pôles et zéros des fonctions de transfert Z(s) des phases U, V et W……..64

Tableau III.5 : Pôles et zéros des fonctions de transfert H(s) des phases U, V et W……..65

Tableau IV.1 : Pôles et résidus de la fonction de transfert Z(s) ……...…..……... 91

Tableau IV.2 : Comparaison des inductances (mH) et capacités series(ηF) estimées en utilisant les algorithmes BA et PSO par rapport au circuit référence……...……95

Tableau IV.3 : Comparaison entre les fréquences propres de circuit ouvert et de court-circuit O_{cnfs} and S_{cnfs} estimés dans [121] à ceux obtenues à partir des algorithmes BA, PSO et VF…….……97

Tableau IV.4 : Inductances mesurées (mH) par le LCR mètre……....98

Tableau IV.5 : Comparaison des inductances (mH) et des capacités séries (ηF) éstimées en utilisants les algorithmes BA et PSO par rapport à ceux de la mesure……100

Tableau IV.6 : Les valeurs des inductances (mH) éstimées pour les déffirentes valeurs de γ….....100

Tableau IV.7 : Comparaison des O_{cnfs} et S_{cnfs} mesurées à ceux estimées en utilisant les algorithmes BA, PSO et VF……102

Tableau IV.8 : Degré de similitude des deux cas étudiés……..102

Tableau V.1 : Fréquences de résonance O_{cnfs} et S_{cnfs} d'un enroulement sain……..…110

Tableau V.2 : Valeurs des inductances propres et mutuelles mesurées par le LCR mètre…111

Tableau V.3 : Variation de ΔS_{cnf} et ΔO_{cnfs} en fonction de ΔL_{eq} pour des déplacements radiaux du disque 01…….118

Tableau V.4 : Variation de ΔS_{cnf} et ΔO_{cnfs} en fonction de ΔL_{eq} pour des déplacements radiaux du disque 02…….119

Tableaux des annexes

Tableau. 1 : Caractéristiques du LCR mètre……...…128

Tableau. 2: Paramètres physiques et géométriques du bobinage considérés…….. .130

Liste des abréviations

FRA : L'analyse de la réponse en fréquence 'Frequency response analysis'

SFRA: La méthode de balayage de l'analyse de la réponse en fréquence 'Sweep frequency response analysis'

IFRA: La méthode impulsionnelle de l'analyse de la réponse en fréquence 'Impulse frequency response analysis'

MEF : Méthode des éléments finis

FFT: La transformé de Fourier rapide 'Fast Fourier transform'

FRAee: End-to-end Voltage Ratio Measurement

FRAad : Input Admittance/Impedance Measurement

FRAtr : Transfer Voltage Ratio Measurement

RLMC: Résistance (R), inductance (L), mutuelles (M) et capacités (C)

U_i ou U_{in}: La tension d'excitation d'entrée mesurée à une borne de l'enroulement

U_o : La tension de réponse de sortie mesurée à l'autre borne de l'enroulement

I_i : Le courant d'entrée (injectés)

I_o ou I_{out}: Le courant de sortie mesuré à l'autre borne de l'enroulement

R_o : La résistance du câble de mesure coaxial

Z : L'impédance

$H\ (s)$: La fonction de transfert en rapport de tension

R_p : La résistance électrique de l'enroulement primaire.

R_s : La résistance électrique de l'enroulement secondaire.

X_p: La réactance de perte de l'enroulement primaire.

X_s: La réactance de perte de l'enroulement secondaire.

R_m: La résistance de pertes dans le noyau.

X_m : La réactance de magnétisation

V_p : La tension dans l'enroulement primaire

I_p : Le courant dans l'enroulement primaire

V_s : La tension dans l'enroulement secondaire

I_s : Le courant dans l'enroulement secondaire

a : Le rapport de transformation

Z_p: L'impédance vue à partir des bornes de l'enroulement primaire

R : La résistance

L : L'inductance

C : La capacité

f : Fréquence

ω : Pulsation

Ω : Ohm

F: Farad

H: Henry

rad : Radian

$|Z|$: Module d'impédance

ω_0 : La pulsation de résonance

ω_{HI} : Pulsation inférieure

ω_{LO} : Pulsation supérieure

B : Bande passante

Q : Facteur de qualité

$u(x, j\omega)$: La tension distribuée sur l'enroulement

$i(x, j\omega)$: Le courant distribué sur l'enroulement

x : Le nombre de points le long de l'enroulement,

γ : La constante de propagation de l'enroulement

f_0 : La fréquence de résonance

r_g : Résistance interne du générateur

l_s : L'inductance propre

M_{ij} : L'inductance mutuelle entre les disques i et j.

$\mathrm{C_g}$: Capacité shunt

$\mathrm{C_s}$: Capacité série

R_s: Résistance en parallèle avec la capacité série

R_g: Résistance en parallèle avec la capacité shunt

$i_{\mathrm{C_g}}$: Courant dans la capacité shunt

$i_{\mathrm{C_s}}$: Courant dans la capacité série

U : Le vecteur de courant

I : Le vecteur de tension

[C] : La matrice de capacités

[L] : La matrice des inductances

F(s) : Fonction d'une approximation rationnelle

c_n : Les résidus de la fonction F(s)

a_n : Les pôles de la fonction F(s)

Z_{mU} : L'impédance mesurée sur la phase U

Z_{mV} : L'impédance mesurée sur la phase V

Z_{mW} : L'impédance mesurée sur la phase W

Z_U: L'impédance reflétant le comportement physique de la phase U

Z_V: L'impédance reflétant le comportement physique de la phase V

Z_W: L'impédance reflétant le comportement physique de la phase W

L_U : L'inductance d'aimantation de phase U

L_V : L'inductance d'aimantation de phase V

L_W : L'inductance d'aimantation de phase W

R_U: La résistance représente les pertes de puissance active du noyau et de l'enroulement de la phase U

R_V: La résistance représente les pertes de puissance active du noyau et de l'enroulement de la phase V

R_W: La résistance représente les pertes de puissance active du noyau et de l'enroulement de la phase W

C_U: La capacité représente l'énergie stockée dans l'enroulement de la phase U

C_V: La capacité représente l'énergie stockée dans l'enroulement de la phase V

C_W: La capacité représente l'énergie stockée dans l'enroulement de la phase W

$Re(Z)$: La partie réelle de l'impédance

$Im(Z)$: La partie imaginaire de l'impédance

$|Z|$: Module d'impédance

$z_N, z_N{}^*$: Paire de zéro complexe conjugué

$p_{N+1}, p_{N+1}{}^*$: Paire de pole complexe conjugué

$\arg\big(Z(j\omega)\big)$: L'argument de la fonction de transfert

α_q : L'argument de vecteur complexe de $q^{\text{ième}}$ zéro

β_p : L'argument de vecteur complexe de $p^{\text{ième}}$ pôle

BA : L'algorithme de chauve-souris 'Bat algorithm'

PSO : L'algorithme de l'essaim de particule 'Particle swarm optimisation'

r : Taux de pulsation

A : Volume

P : Population

D : Nombre de paramètres

v : Vitesse

Liste des abréviations

x : Positions

x_{old} : La solution initiale

x_{new} : La nouvelle solution générée

G_{best} : La meilleure position mondiale actuelle

P_{best} : Le meilleur courant pour la $i^{ième}$ particule

C_1 et C_2 : Les paramètres pour modifier le poids des composantes sociales et cognitives

R_1 et R_2 : Les vecteurs aléatoires tirés d'une distribution uniforme

O_{cnfs} : Fréquences de résonance correspond un circuit ouvert

ΔO_{cnfs} : Variation des fréquences de résonance correspond un circuit ouvert

S_{cnfs} : Fréquences de résonance correspond un court-circuit

ΔS_{cnfs} : Variation des fréquences de résonance correspond un court-circuit

R_{dc} : Résistance mesurée en courant continu

L_{eq} : Inductance à noyau d'air équivalente

$C_{g,eff}$: Capacité shunt effective à la masse

α : Constant de distribution de tension

CC : Coefficient de corrélation

MM : L'indice max-min

Zm : La magnitude du point de donnée de la réponse en fréquence d'impédance mesurée

Ze : La magnitude du point de donnée de la réponse en fréquence d'impédance estimée

Meq : L'inductance mutuelle équivalente

C_{eq} : La capacité équivalente de l'enroulement

ΔL_{eq} : Variation de l'inductance équivalente

ΔL : Variation de matrice d'inductance

Introduction générale

Introduction générale

L'objectif d'un système d'alimentation électrique est de fournir de l'électricité de manière ininterrompue aux utilisateurs (industrie, secteur public, habitation, … etc.), ainsi que d'offrir un service électrique de qualité. Pour cette raison, il doit y avoir une surveillance constante et adéquate dans chacun des équipements qui composent le système d'alimentation aux différents niveaux de tension, de production, de transport et de distribution. Certains de ces équipements sont des générateurs, des transformateurs, des lignes, des sous-stations, … etc. Le transformateur est l'un des composants fondamentaux du système électrique pour le transport et la distribution de l'énergie électrique. Par conséquent, la surveillance de l'état de santé des transformateurs est une tâche vitale pour assurer la fiabilité de l'alimentation électrique. La structure mécanique des enroulements du transformateur peut être soumise à des forces axiales et radiales dues principalement aux courants de court-circuit qui peuvent provoquer des déformations mécaniques ou des défauts dans leurs enroulements [1]-[5]. La localisation et l'évaluation de l'intégrité de ces déformations sont généralement effectuées en régime fréquentiel [6]-[11]. Par ailleurs, l'analyse de la réponse en fréquence (FRA) s'est avérée être une technique utile pour détecter et évaluer l'étendue des dommages mécaniques (déformation ou déplacement) dans l'enroulement du transformateur [12]-[14]. D'autre part, dans le processus FRA, le circuit équivalent du transformateur peut être représenté par un réseau complexe d'éléments R, L et C. Ce circuit est composé par la résistance et l'inductance de l'enroulement, des capacités entre spires, des capacités entre enroulements et entre les enroulements et la masse. La réponse en fréquence de l'enroulement est donc une caractéristique propre de chaque enroulement de transformateur. En conséquence, le calcul des paramètres de l'enroulement du transformateur est une étape important pour étudier, expliquer et prédire son comportement fréquentiel. Par conséquent, l'approche de modélisation en haute fréquence du transformateur est une tâche intéressante afin de comprendre ses comportements fréquentiels et pour le diagnostic de divers défauts du transformateur. Depuis plusieurs années, de grands efforts ont été consacrés à l'étude des données FRA pour diagnostiquer les défaillances dans les enroulements du transformateur [15]-[17]. Ces efforts ont permis de fournir des moyens utiles pour prédire les conditions de surveillance des transformateurs. Cependant, Wilder Herrera et al. [18] ont proposés un modèle équivalent au transformateur triphasé qui reflète le comportement électromagnétique en tenant compte du couplage magnétique entre les phases du transformateur. Ce modèle

proposé ne tient compte que du comportement fréquentiel du transformateur dans la plage de fréquence10 Hz jusqu'à 10 kHz. En outre, les méthodes d'intelligence artificielle (AI) pour construire un modèle équivalent de transformateur ont attirés beaucoup d'attention des équipes de recherche (l'algorithme de chauve souris (bat algorithm BA) [19], l'algorithme de l'essaim de particules (Particle swarm optimasation PSO) [20] et l'algorithme de colonies artificielles d'abeilles (ABC algorithm) [21] ... etc.). Ces méthodes sont considérées comme une solution itérative pour assurer la synthèse du modèle mutuellement couplé de l'enroulement du transformateur. Récemment, plusieurs auteurs [12], [13], [19], [22]-[24] ont proposés les indicateurs statistiques pour évaluer la méthode FRA, ainsi que pour l'évaluation des défauts des enroulements. D'ailleurs, l'algorithme dite 'vector fitting' (magVF) est l'une des approches de modélisation couramment utilisées dans le domaine FRA. Toutefois, M. Heindl et.al [25] ont proposés un algorithme amélioré du magVF pour l'identification de la fonction de transfert afin de déterminer ses pôles et zéros complexes à partir de la mesure des données FRA. Cet algorithme a été utilisé par les auteurs [26] pour évaluer les déformations de l'enroulement en se basant sur l'étude de diagramme de Nyquist de la fonction de transfert déterminée. Dans ce contexte, un nouveau calcul analytique de la fonction de transfert du modèle mutuellement couplé équivalent de l'enroulement du transformateur a également été effectué par les auteurs dans [27] et [28] dans le but d'expliquer et prédire son comportement en régime fréquentiel. En outre, une nouvelle formule analytique efficace à l'évaluation de la gravité des déplacements radiaux et axiaux a été développée par [29]. Cette approche est basée sur des carrés de fréquences naturelles de résonances obtenues à partir des mesures de données FRA. En revanche, la tâche de localiser et d'évaluer l'intégrité des défauts d'enroulement du transformateur à l'aide des données FRA est un problème très complexe à traiter. Par conséquent, tenter de lier la variation paramétrique de l'importe quel paramètre du modèle mutuellement couplé 'the lumped model' à une position de la déformation le long de l'enroulement est un grand effort afin de diagnostiquer les défauts dans ce dernier. Cependant, trouver des moyens pour assurer la localisation et l'évaluation de la gravité des dommages de bobinage tels que; les déplacements axiaux (AD), les déplacements radiaux (RD) et les courts-circuits entre les disques..., etc., dans le domaine de diagnostic par la technique FRA ont fait l'objet de plusieurs recherche. Pour cela, il est généralement important de construire un circuit RLMC correspondant aux réponses en fréquence mesurées en utilisant des algorithmes d'optimisation [19]-[22].

En outre, les paramètres distribués (inductances et capacités) du modèle équivalent de l'enroulement sont étroitement liés au type de défaut existant en fonction des types de défaillance [30]. Par ailleurs, le déplacement radial peut être analysé et localisé à partir de la capacité shunt par une mesure directe à l'aide du LCR mètre [29]. Les auteurs [31] ont proposé une technique de localisation et d'évaluation de l'étendue des déplacements axiaux et radiaux, basé sur la mesure des paramètres inductifs du bobinage. Cette approche a été validée sur une bobine isolée (à l'extérieur) au transformateur. En conséquence, les inductances de l'enroulement (inductance équivalente, inductances propre et mutuelles) pourraient être l'une des meilleures techniques de diagnostic des défauts de l'enroulement. En plus de cela, l'inductance de l'enroulement peut être considérée comme un outil efficace de diagnostic car elle modélise la forte liaison magnétique présente les transformateurs. Cependant, plusieurs questions pratiques se posent lorsqu'il s'agit d'étudier et d'expliquer le comportement fréquentiel du transformateur, ainsi que lorsqu'il s'agit de la localisation et de l'évaluation des différentes défaillances de ses enroulements. Par conséquent, les motivations essentielles de ce travail de thèse peuvent être résumées dans les points suivants:

- Développement d'un modèle équivalent au transformateur triphasé à partir de mesures de données FRA obtenues sur une large gamme de fréquences reflétant le comportement électrique et électromagnétique des enroulements de transformateur.
- Développement de la fonction de transfert du modèle en cascade de cellules RLC parallèles équivalent au transformateur triphasé basé sur une approche analytique, afin d'étudier et prédire son comportement électrique et électromagnétique en basse et haute fréquence.
- Application des méthodes d'évolution (algorithme de recherche BA) pour assurer la synthèse du circuit de référence mutuellement couplé (c'est-à-dire la représentation d'un enroulement sain) physiquement réalisable.
- Tenter d'établir une corrélation entre les dommages (déplacements radiaux) et les changements des fréquences de résonance et les inductances de l'enroulement afin de proposer un outil permettant de localiser et d'évaluer l'étendue des défaillances entre les disques de l'enroulement en se basant sur la mesure de l'inductance équivalente et les fréquences de résonances en régime fréquentiel.

Afin d'atteindre les objectifs dans ce travail, cette thèse subdivisée en cinq chapitres dont le contenu est brièvement décrit ci-dessous:

Le premier chapitre est consacré à la mise en relief des différents modèles, du transformateur en régime fréquentiel rencontrés dans la littérature ainsi que les différentes techniques de l'analyse fréquentielle des enroulements du transformateur.

Le second chapitre présent le développement d'un modèle à haute fréquence d'un transformateur triphasé afin de prédire son comportement fréquentiel en basse et haute fréquences. Le modèle développé consiste en une cascade de cellules RLC parallèles, dont les paramètres sont identifiés à l'aide des mesures de données de l'analyse de la réponse fréquentielle (FRA) obtenues sur chaque phase du transformateur.

La description de l'approche analytique proposée pour la détermination de la fonction de transfert du modèle en cascade des cellules RLC parallèle équivalent à l'enroulement du transformateur a fait l'objet du troisième chapitre. La fonction de transfert ainsi déterminée a été utilisée pour étudier le comportement électromagnétique en régime fréquentiel d'un transformateur triphasé.

Le chapitre quatre décrit l'application de l'algorithme de chauve souris (BA) pour calculer les paramètres du modèle mutuellement couplé largement utilisé dans le domaine de diagnostic. En outre, une étude comparative entre l'algorithme de chauve souris (BA), l'algorithme de l'essaim de particule (PSO) et l'algorithme d'ajustement des vecteurs (magVF) afin de mettre en évidence les performances de l'algorithme proposé pour la modélisation des enroulements de transformateur.

Le dernier chapitre est consacré à la proposition d'une nouvelle approche pour détecter et évaluer l'étendue des déplacements radiaux d'un enroulement du transformateur. Cette méthode est fondée sur la relation étroite entre les fréquences de résonance et l'inductance équivalente de l'enroulement.

Chapitre I

Etat de l'art sur la modélisation des enroulements du transformateur en régime fréquentiel

Introduction

L'analyse de la réponse en fréquence (FRA) est largement reconnue aujourd'hui comme la meilleure approche pour déterminer l'intégrité mécanique d'un transformateur de puissance [32]. En régime fréquentiel, le transformateur est considéré comme un réseau complexe des éléments RLC reflétant ses caractéristiques électromagnétique [33], [34]. Par ailleurs, différents modèles de transformateurs pour ce type d'analyse se concentrent sur la représentation détaillée de ses enroulements, il est donc possible de rapprocher la propagation d'impulsion et la distribution de tension le long de l'enroulement. La modélisation de transformateur en vue de l'interprétation de la FRA donc une tâche vitale dans la prédiction de ses caractéristiques en régime fréquentiel. En outre, l'interprétation des réponses FRA est nécessaire pour évaluer l'intégrité des enroulements et de noyau du transformateur. Par conséquent, pour obtenir une interprétation correcte de la réponse FRA, l'effet de divers paramètres du modèle de l'enroulement du transformateur sur le graphe FRA est mis en évidence dans ce chapitre.

Essentiellement, les modèles décrits dans la littérature permettent de les diviser, en fonction du concept utilisé pour leur conception, en trois groupes principaux:

1. Ceux obtenus à partir de la géométrie et des propriétés physiques du transformateur. Par exemple, ceux représentés par modèle champ [1].

2. Celles constituées par des réseaux de paramètres passifs (résistances, inductances et condensateurs) reliés entre eux. Chaque paramètre contient une signification, simulant certains des phénomènes qui sont déclenchés en haute fréquence. Ils peuvent être appelés modèles physiques [6], [8].

3. Ceux axés sur l'obtention d'une réponse en fonction de celle offerte par le transformateur. Ils peuvent être obtenus par la synthèse de courbes sur des réseaux RLC ou être basés uniquement sur la fonction de transfert du transformateur. Ils sont appelés des modèles ‘‘boîte noire’’ [34], [35].

Les modèles physiques et les modèles ‘‘boîtes noires’’ obtenus par synthèse peuvent aussi être appelés modèles de circuit ‘circuit models’, en raison de leur structure; et d'une manière générale, tous ces modèles peuvent être implémentés de manière informatique (MATLAB, EMTP, etc.).

Ce chapitre aborde donc les différents modèles mathématiques utilisées pour interpréter les réponses de la FRA afin de décrire les comportements de l’enroulement dans les plages de fréquences basses, moyennes et hautes.

I.1. Méthode d’analyse de réponse en fréquence (FRA)

L'analyse des comportements du transformateur est généralement effectuée à l'aide de l'analyse de la réponse en fréquence (FRA) qui consiste à mesurer la fonction de transfert entre les bornes de ses enroulements. L'amplitude et la phase de l'impédance des enroulements du transformateur en fonction de la fréquence peuvent être extraites en connaissant la fonction de transfert qui représente les caractéristiques fondamentales d'un transformateur. La technique FRA est un outil très utile pour le diagnostic de ce type de systèmes. Toutefois, l'impédance mesurée est une représentation de l'état interne du transformateur, car toute modification est répercutée sur la courbe FRA. Par conséquent, la méthodologie de diagnostic la plus étendue de nos jours est fondée sur les étapes suivantes [35]:

1. Mesure de l'impédance dans un état de référence, où une condition du transformateur sain est supposée.

2. Mesure de l'impédance dans un état d'évaluation, où une condition défectueuse est suspectée.

3. Comparaison graphique des traces FRA dans les deux états.

Toute différence visible détectée sur l'inspection graphique signifie un changement interne fournissant une indication d'une défaillance possible à l'intérieur de transformateur. Cette méthodologie a fourni des résultats fiables mais son diagnostic est limité presque exclusivement à la détection de l'existence ou de l'absence de défaut [35]. La figure I.1 illustre schématiquement le processus de réalisation d'un test FRA comprenant les étapes d'analyse et de diagnostic.

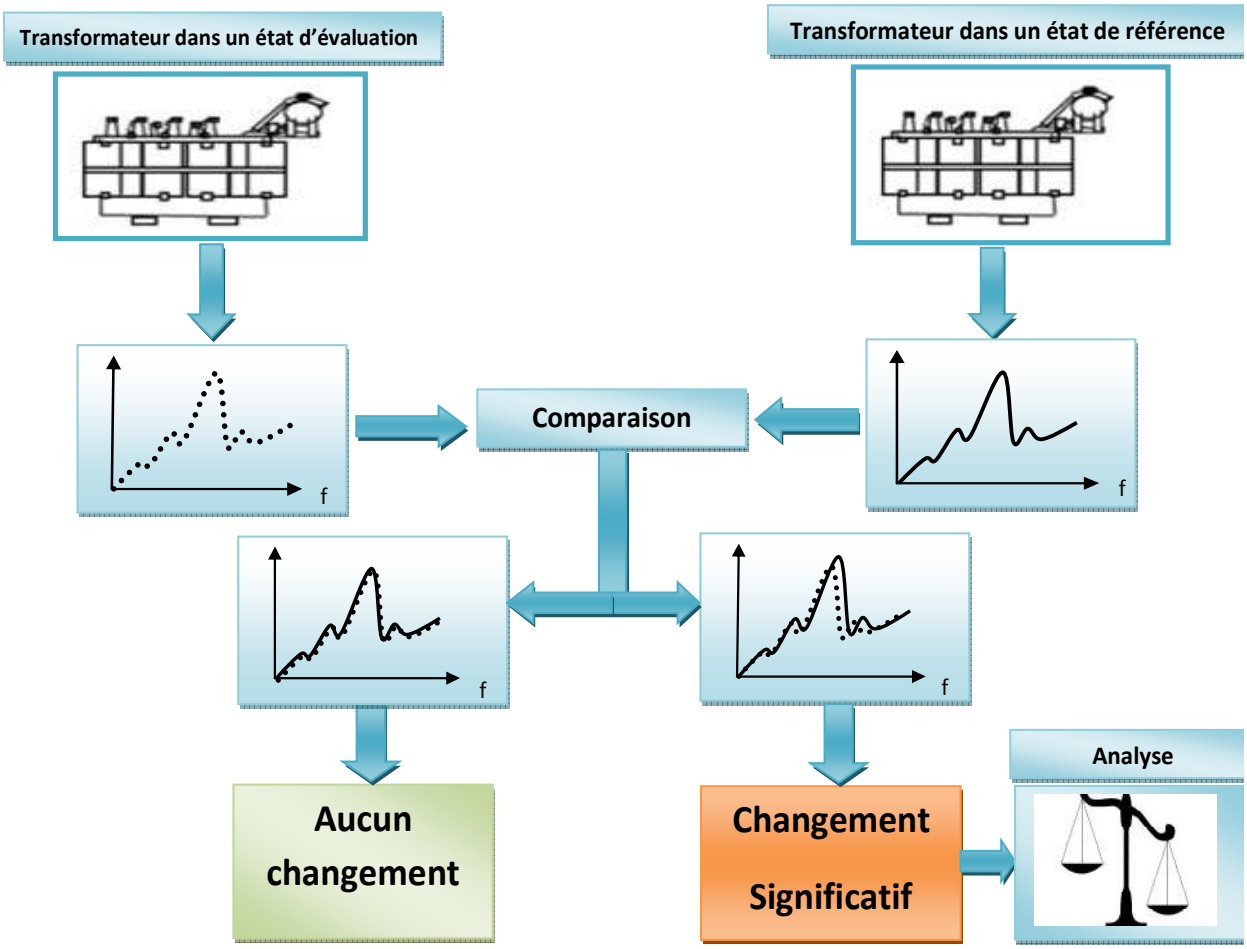


Figure I.1 : *Le processus de réalisation d'un test FRA comprenant les étapes d'analyse et de diagnostic*

Il existe essentiellement deux façons distinctes d'obtenir la réponse en fréquence d'un transformateur. La première d'entre eux utilise un balayage de fréquence, dans une plage déterminée, pour mesurer la réponse d'enroulement dans le domaine fréquentiel, également connu sous le nom de balayage de l'analyse de la réponse en fréquence SFRA (sweep frequency response analysis). Une autre façon d'obtenir une telle caractérisation est d'utiliser la transformée de Fourier rapide (FFT), où les mesures sont faites dans le domaine temporel puis converties dans le domaine fréquentiel. Cette technique est également connue sous le nom de

la méthode d'analyse de réponse en fréquence impulsionnelle, ou IFRA (Impulse Frequency Response Analysis).

I.1.1. Méthode de réponse en fréquence impulsionnelle (IFRA)

Pour cette méthode, la large plage de fréquences requise est injectée sous forme d'une impulsion de tension dans une borne et la réponse sous forme de tension ou de courant est mesurée sur un autre enroulement ou borne. Les signaux mesurés sont filtrés, échantillonnés et stockés dans le domaine temporel. Par la suite, les données du domaine temporel sont transformées dans le domaine fréquentiel et la fonction de transfert est calculée pour construire une signature de réponse en fréquence [36], [37]. Les premières utilisations de cette technique remontent aux années 1960 par W. Leich et L. Tyminski. Ils ont développés la méthode des impulsions réduites pour détecter la déformation dans les enroulements du transformateur. Plus tard en 1976, Doble, l'une des plus grandes entreprises du secteur électrique de l'époque, a souligné l'importance de la méthode décrite par le chercheur Richenbacher. À ce moment, l'IFRA est obtenues à partir d'excitations d'ondes rapides [38], [39]. La figure I.2 montre la procédure de l'application de cette méthode.

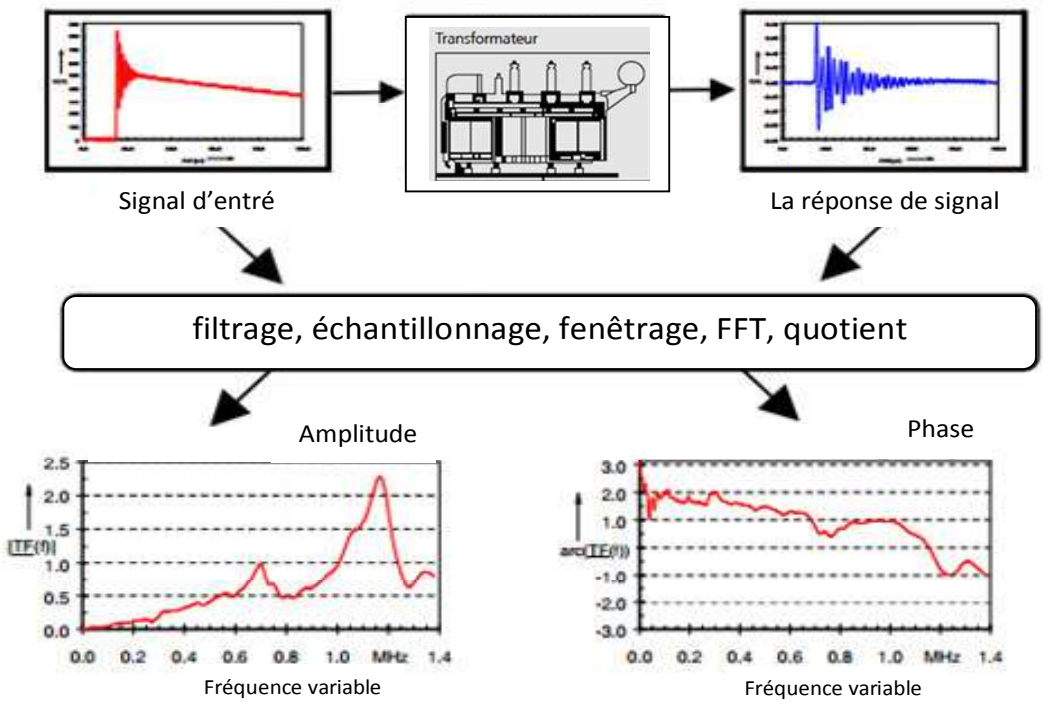


Figure I.2 : *Mesure de la fonction de transfert par la méthode IFRA [37].*

I.1.2. Méthode de balayage de fréquence (SFRA)

La première utilisation de cette technique de mesure remonte à 1978 et a été réalisée par Dick et Erven en appliquant des ondes sinusoïdales à des fréquences discrètes dans les enroulements des transformateurs afin d'obtenir leurs déformations et les défauts éventuels dans les isolations [38], [39].

Cette technique repose sur l'application d'une forme d'onde sinusoïdale très basse de fréquence variant sur une large gamme à l'une des bornes de l'enroulement du transformateur (le signal d'entrée) et la réponse est mesurée à l'autre borne ou à un autre enroulement (le signal de sortie). Par la suite, le rapport des deux signaux donne la réponse en fréquence de l'enroulement du transformateur. Ce rapport est une fonction de transfert à partir de laquelle l'amplitude et la phase peuvent être obtenues. La figure I.3 illustre la procédure de réalisation du test SFRA.

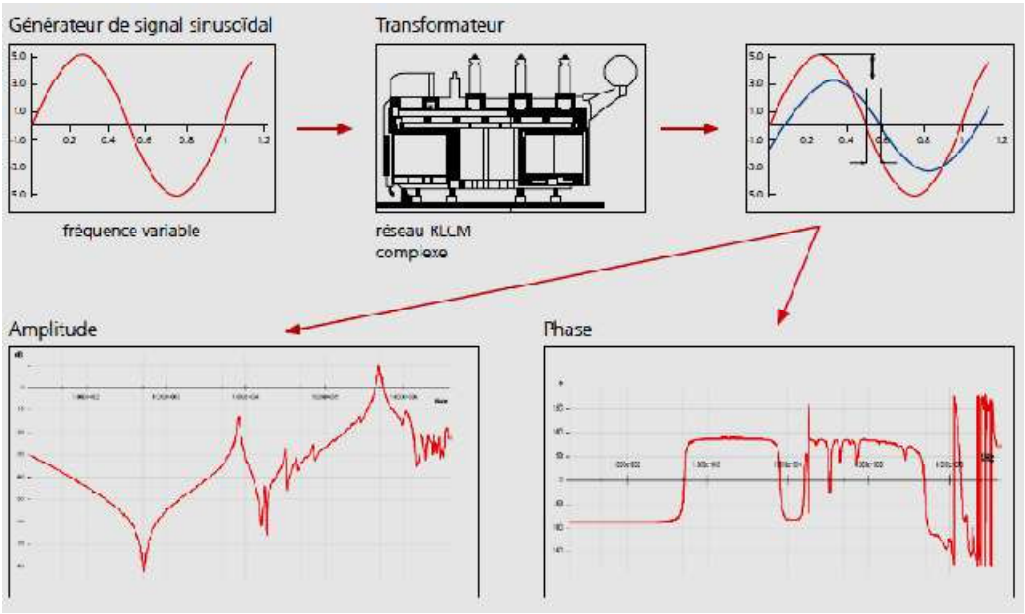


Figure I.3 : *Principe de la méthode SFRA*

I.1.3. Propriétés des deux méthodes (SFRA et IFRA)

L'avantage le plus important de l'IFRA par rapport à la SFRA est son temps de mesure plus court. Le temps requis pour chaque mesure dans IFRA est typiquement de 1 min, alors que celui pour chaque mesure dans SFRA varie typiquement de 1 à 10 min [39]. En fait, le

temps nécessaire pour balayer une seule fréquence dans la SFRA dépend du traitement du signal. Les avantages du SFRA par rapport à IFRA sont multiples, par exemple [39]:

- ✓ Meilleur rapport signal sur bruit
- ✓ Presque la même précision sur toute la gamme de fréquences
- ✓ Plus large gamme de fréquences injectées
- ✓ Résolution plus fine à moindre besoin en équipement de mesure.

Les avantages et les inconvénients de ces deux méthodes sont discutés en détail dans [39].

Ces dernières années, la SFRA est de plus en plus utilisée dans la pratique pour la détection et la localisation de défauts mécaniques dans les enroulements de transformateurs. De ce fait, dans la suite de ce travail on s'intéressera à la méthode SFRA.

Note : Bien que les termes SFRA et IFRA soient distingués dans la réponse en fréquence, il est courant d'observer dans la littérature, l'utilisation du terme FRA pour désigner l'application de la méthode de balayage, ou SFRA. Ceci sera fait tout au long de cette thèse, et le terme SFRA ne sera utilisé que dans les cas où il y a un besoin de distinction.

I.1.4. Méthodes de mesure FRA

Il existe différentes méthodes pour mesurer la réponse en fréquence des enroulements du transformateur, chacun d'entre elles décrit différentes caractéristiques des enroulements du transformateur et / ou du noyau. Chacune de ces méthodes a son propre schéma de connexion et sa propre méthode de calcul à partir des mesures. Toutefois, les méthodes couramment utilisées par les industries, [39]-[43] sont:

(a) Mesure du rapport de tension de bout en bout 'End-to-end Voltage Ratio Measurement' (FRAee)
(b) Mesure d'admittance/ impédance d'entrée 'Input Admittance/Impedance Measurement' (FRAad)
(c) Mesure du rapport de tension de transfert 'Transfer Voltage Ratio Measurement' (FRAtr)

Les mesures FRA peuvent être exprimées à l'aide des bornes de tensions et de courants comme indiqué sur la figure I.4.

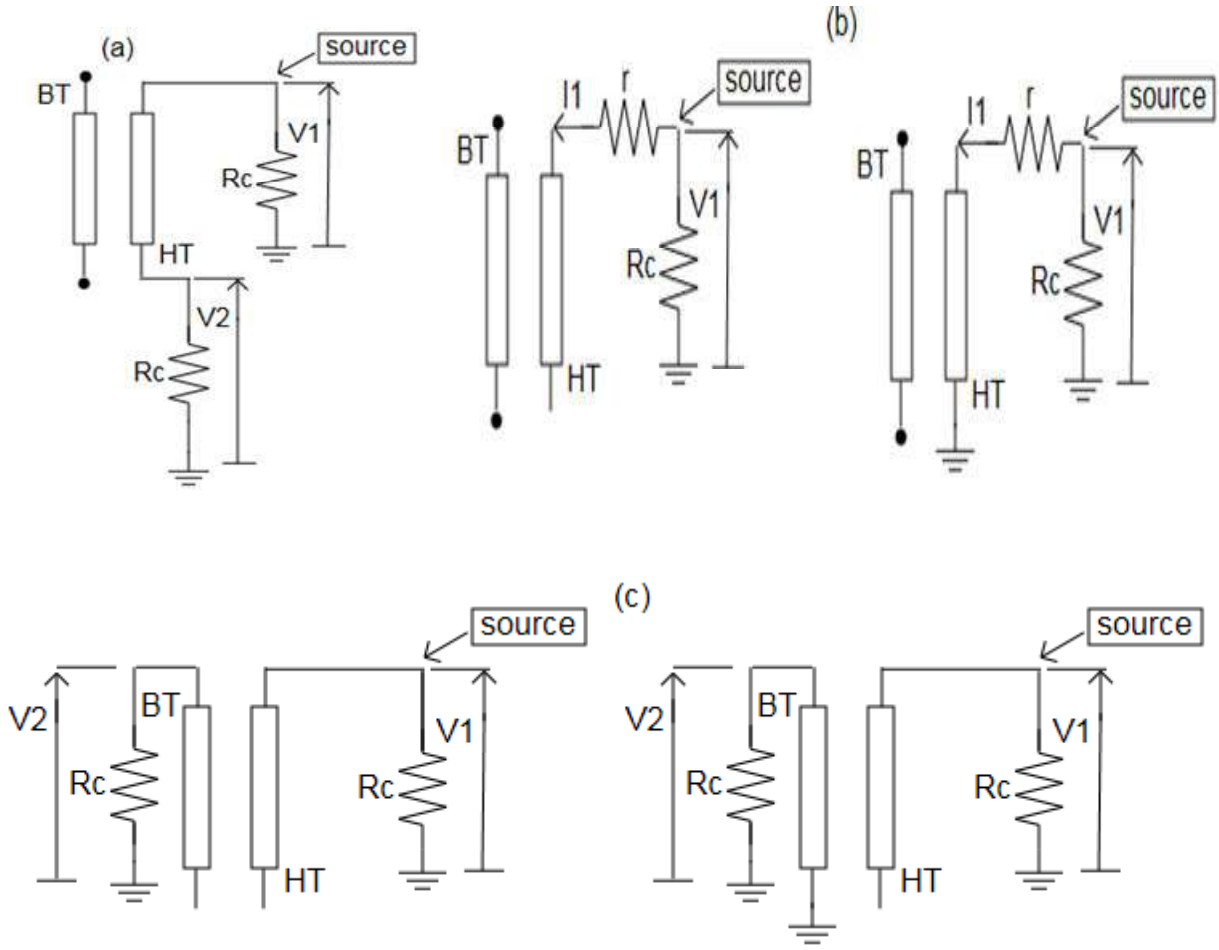


Figure I.4 : *Connexions schématiques du test FRA [39]-[41].*

Les mesures FRA employées dans cette thèse sont fournies en utilisant un LCR mètre. Elles consistent en un ensemble d'analyse de la réponse en fréquence de l'impédance qui est similaire à celles obtenues à partir du schéma de la figure I.4. (b). Puisque l'objectif principal de notre travail est de fournir un modèle pour un transformateur qui convient à une réponse fréquentielle, la conversion des données de la réponse d'impédance en une réponse de rapport de tension a été utilisée, afin de combiner les avantages et surmonter les inconvénients des techniques d'analyse de l'impédance par FRA comme indiqué dans [44], [45].

Comme dans la technique FRA, la signature d'impédance du transformateur est mesurée sur une large gamme de fréquences. La fonction de transfert FRA du transformateur $H(f)$ est définie comme :

$$H(f) = 20log_{10}\left[\frac{U_o(f)}{U_i(f)}\right] \qquad \text{(I.1)}$$

Où $U_i(f)$ et $U_o(f)$ sont respectivement la tension d'excitation d'entrée mesurée à une borne de l'enroulement du transformateur et la tension de réponse de sortie mesurée à l'autre borne de l'enroulement, dans le domaine fréquentiel.

L'impédance $Z\ (f)$ de l'enroulement du transformateur dans le domaine fréquentiel est donnée par [44], [45].

$$Z\ (f) = \frac{U_i(f)-U_o(f)}{I_i(f)} \approx \frac{U_i(f)-U_o(f)}{I_o(f)} = \frac{U_i(f)-U_o(f)}{\frac{U_o(f)}{R_o}} = R_o\left[\frac{U_i(f)}{U_o(f)} - 1\right] \quad \text{(I.2)}$$

Où $I_i(f)$et $I_o(f)$ sont respectivement les courants d'entrée (injectés) et de sortie et R_o est la résistance du câble coaxial de mesure.

Dans (I.2), $I_i(f) \approx I_o(f)$ est supposé car la mesure de l'impédance est normalement effectuée sur l'enroulement haute tension avec l'enroulement basse tension court-circuité, de sorte que l'effet de l'aimantation et des pertes de noyau peuvent être négligés [44]. Il résulte de (I.1) et (I.2) que lorsque $Z\ (f)$ augmente, $H(f)$ diminue, et vice versa. Par conséquent, l'expression de $H(f)$ en fonction de $Z\ (f)$ est ainsi est exprimée par:

$$H(f) = \frac{R_o}{Z\ (f)+R_o} \quad \text{(I.3)}$$

I.2. Modélisation de l'enroulement du transformateur en vue de l'analyse de la réponse en fréquence FRA

L'idée de l'application de la FRA pour l'évaluation de l'état de l'enroulement du transformateur est basée sur le fait que le déplacement ou la déformation d'enroulement change les propriétés géométriques, qui sont liées à ses paramètres capacitives et inductives internes. Les changements de ces paramètres modifient par conséquent les réponses en fréquence d'enroulement, qui peuvent être observées par la mesure de la fonction de transfert. Cette mesure fournit une courbe de réponse en fréquence unique pour chaque transformateur, de sorte que, par comparaison, elle fournit des informations utiles pour le diagnostic de l'état du transformateur. La courbe FRA est caractérisée par des points de résonances et d'antirésonances dûs aux effets inductifs et capacitifs produits dans les enroulements. D'autre part, la procédure de diagnostic des défaillances de transformateurs dans le domaine FRA est généralement basée sur la comparaison entre deux courbes FRA dans le régime fréquentiel,

l'une correspondant au transformateur à l'état sain (un transformateur neuf ou en bon état) et l'autre du transformateur dans un état défectueux. Par conséquent, afin de comprendre comment les défaillances sur un enroulement pourraient affecter sa réponse en fréquence, il faut d'abord comprendre la représentation de l'enroulement dans un modèle électrique. Cependant, les caractéristiques physiques de l'enroulement tels que la section du conducteur, le nombre de spires, l'épaisseur de la couche d'isolation, … etc., peuvent être convertis en paramètres électriques. Ces paramètres sont des résistances, des inductances et des capacités. Ces trois éléments RLC sont utilisés pour représenter la résistance des conducteurs de cuivre, l'inductance des bobines d'enroulement et la capacité des couches d'isolation entre spires et entre les bobinages, entre un enroulement et un noyau, entre un noyau et la cuve, et encore entre la cuve et un enroulement comme indiqué sur la figure. I.5.

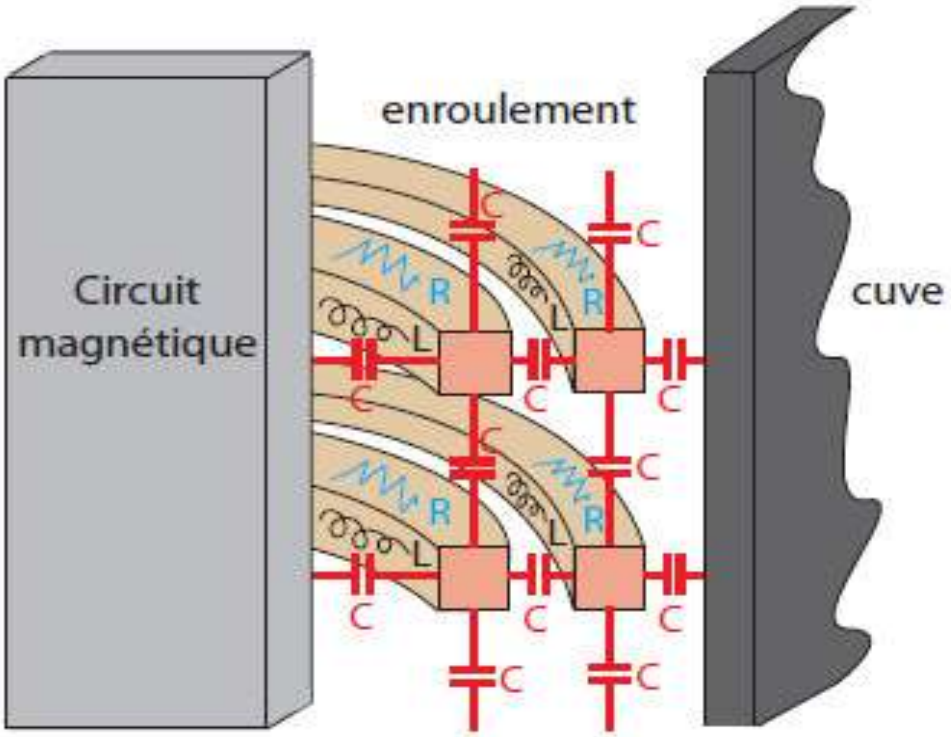


Figure I.5 : *Représentation physique des paramètres du transformateur.*

Par conséquent, des techniques de modélisation pour l'interprétation de la FRA ont été développées dans plusieurs gammes de fréquence, en fonction de la précision de la modélisation requise et des paramètres dominants dans chaque plage de fréquence. Les principaux modèles représentant l'enroulement du transformateur sur chaque gamme de fréquence, qui est considéré pour l'analyse de la FRA sont décrits ci-dessous.

I.2.1. Modèle équivalent du transformateur en basse fréquence

Le modèle en basse fréquence du transformateur représenté sur la figure I.6 se comporte dans la gamme de basse fréquence (10 Hz à 1000 Hz) simplement comme inductances; ses caractéristiques sont dues principalement aux effets électromagnétiques des enroulements et de noyau du transformateur dans cette plage de fréquence. Dans lequel, les paramètres de ce modèle sont présentés ci-dessous :

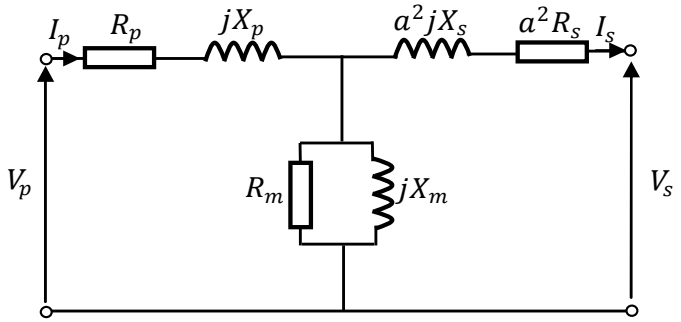


Figure. I.6 : *Modèle en basse fréquence du transformateur électrique.*

R_p : La résistance électrique de l'enroulement primaire.

R_s : La résistance électrique de l'enroulement secondaire.

X_p: La réactance de fuite de l'enroulement primaire.

X_s: La réactance de fuite de l'enroulement secondaire.

R_m: La résistance de pertes dans le noyau.

X_m : La réactance de magnétisation

La tension et le courant dans l'enroulement primaire sont représentés par V_p et I_p, de même que V_s et I_s représentent la tension et le courant dans l'enroulement secondaire. Le rapport de transformation a est défini par l'équation suivante :

$$a = \frac{\mathrm{Vp}}{\mathrm{Vs}} \qquad \text{(I.4)}$$

Les paramètres de ce modèle peuvent être déterminés par des essais standards à vide et en court-circuit. Cependant, si le test à vide, laisse l'enroulement secondaire ouvert,

l'impédance $Z_p(\omega)$ vue à partir des bornes de l'enroulement primaire sera donnée par l'équation (I.5) en supposant R_p et R_m ne dépend pas de la fréquence et L_p et L_m représente l'inductance de fuite de l'enroulement primaire et l'inductance de magnétisation du transformateur respectivement.

$$Z_p(\omega) = R_p + j\omega L_p + \frac{jR_m\omega L_m}{R_m + j\omega L_m} \quad \text{(I.5)}$$

Dans le contexte de démontrer que la validité de ce modèle est limitée dans les bandes de basse fréquence. Les propriétés de l'impédance Z_p peuvent être analysées comme suit.

Tout d'abord, il peut être vérifié le comportement de l'impédance lorsque la fréquence tend vers zéro (les équations (I.6) et (I.7)).

$$Z_p(0) = \lim_{\omega\to 0}\left(R_p + j\omega L_p + \frac{jR_m\omega L_m}{R_m + j\omega L_m}\right) \quad \text{(I.6)}$$

$$Z_p(0) = R_p \quad \text{(I.7)}$$

Ainsi le comportement de l'impédance de ce modèle peut être vérifié lorsque la fréquence tend vers l'infini, équation (I.8) [46].

$$Z_p(\infty) = \lim_{\omega\to\infty}\left(R_p + j\omega L_p + \frac{jR_m\omega L_m}{R_m + j\omega L_m}\right) \quad \text{(I.8)}$$

Il convient de noter que la branche de magnétisation du transformateur présente des valeurs de résistance, réactance et inductance électrique beaucoup plus grande que les valeurs de la résistance électrique de l'enroulement et la réactance de fuite associée. En outre, à partir de l'équation (I.8), il est intéressant de noter que dans la mesure où la fréquence tend vers des valeurs élevées, l'impédance équivalente de la branche de magnétisation tend vers la valeur de R_m, qui est indiqué dans l'équation (I.9) [46].

$$\lim_{\omega\to\infty} \frac{jR_m\omega L_m}{R_m + j\omega L_m} = R_m \quad \text{(I.9)}$$

Cependant, l'impédance primaire $Z_p(\omega)$ tend vers les très grandes valeurs puisqu'elle dépend directement de ωL_p. Ainsi, il en résulte que l'impédance de l'enroulement primaire à haute fréquence est régie par $Z_p(\omega) = j\omega L_p$. Par conséquent, dans les basses fréquences, un enroulement du transformateur se comporte comme un élément inductif, et la réponse FRA

suit une tendance d'amplitude négative croissante sur toute la gamme de fréquences avec une pente linéaire et ceci peut ne pas être linéaire exactement aussi en raison de la non-linéarité du noyau avec les fréquences [46]- [48].

Lorsque l'inductance est augmentée, l'amplitude est augmentée. Cependant, il y a deux parties de l'inductance affectant la réponse de la FRA; l'inductance magnétisante du noyau et l'inductance propre des enroulements. Chacun affecte la réponse dans différentes gammes de fréquences. L'inductance propre affecte la réponse de la FRA dans les basses fréquences inférieures à 100 Hz, tandis que l'inductance magnétisante de noyau influence la réponse de la FRA aux fréquences jusqu'à 1 kHz [46]- [48]. D'autre part, la figure. I.7 montre le comportement fréquentielle de l'impédance d'un transformateur réel, obtenue à partir d'un essai de réponse en fréquence sur une large gamme de fréquence (20Hz - 1.25 MHz), où on peut observer que ce comportement n'est pas compatible avec celui prédit par l'analyse fondée sur le circuit en basse fréquence du transformateur.

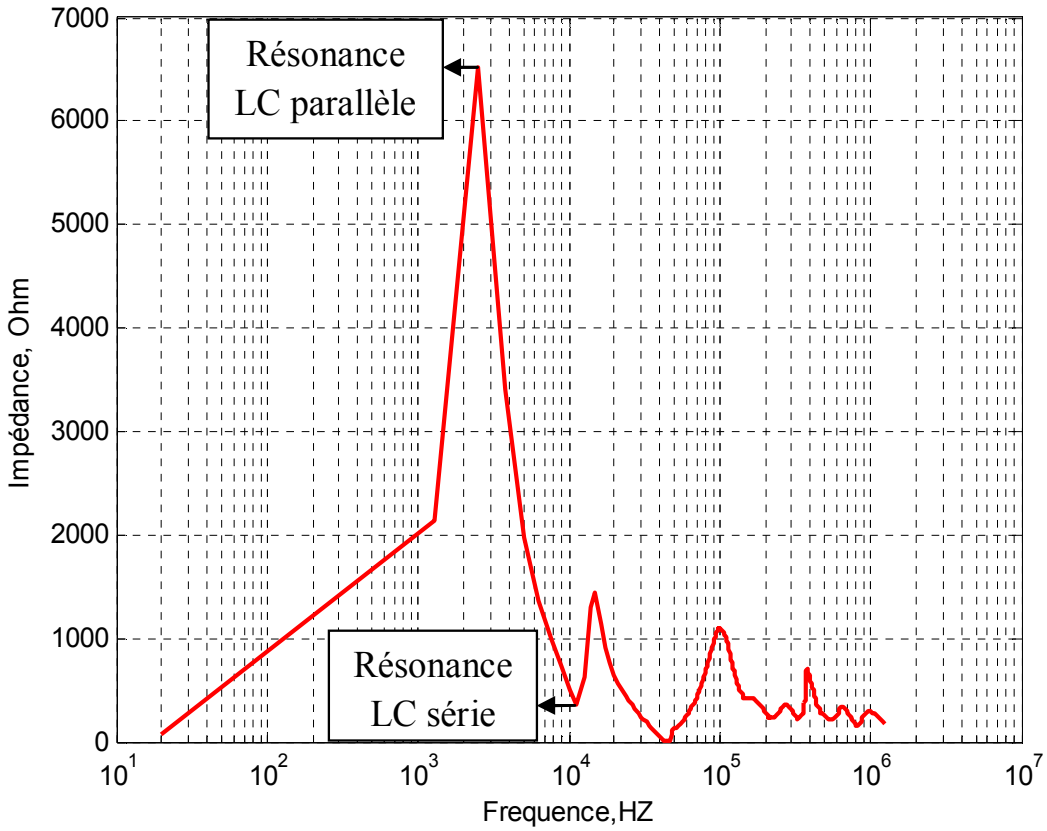


Figure I.7 : *Comportement du module d'impédance d'un transformateur réel*

Par conséquent, il peut être noté que pour des fréquences élevées, d'autres effets se manifestent ce qui indique que le modèle en basse fréquence ne peut pas être appliqué pour analyser le comportement de transformateur, sauf dans la bande des basses fréquences. Toutefois, le comportement de l'impédance d'un enroulement du transformateur est une courbe qui est composée de plusieurs points de résonances et d'antirésonances due aux effets inductifs et capacitifs. En conséquence, il peut être considérer, l'existence des capacités entre enroulements, entre spires de chaque enroulement et entre enroulements et la masse, ainsi que des inductances propres et mutuelles entre spires et entre enroulements ce qui est indiqué dans la figure. I.5 ci-dessus. La détermination de ces paramètres pourrait être effectuée à l'aide d'une méthode de calcul dédiée (telles que ; la méthode des éléments finis [33], les méthodes d'optimisation [19]-[21]). Par ailleurs, des techniques intelligentes inspirées du comportement de l'impédance des enroulements en régime fréquentiel montré dans la figure. I.7 incite à réfléchir sur un modèle électrique qui représente le comportement physique de l'enroulement, de sorte que les différents pics d'impédances sont reproduits dans leurs fréquences respectives. Il est connu de la théorie classique des circuits électriques que les circuits constitués d'éléments résistifs, inductifs et capacitifs, connectés en parallèle, présentent un comportement similaire à chacun des pics présents dans la courbe de la figure I.7 [47]-[50].

I.2.2. Structure du modèle en cellules RLC parallèle et procédure de détermination de ses paramètres

Ce modèle est basé sur la mesure de l'impédance d'un enroulement du transformateur en régime fréquentiel (sur une large gamme de fréquence) [34], [47]-[51]. La mesure est effectuée sur chaque phase du transformateur triphasé afin de déterminer l'impédance qui caractérise chaque phase sans l'influence des effets électromagnétiques des autres phases [18], [50]. Cependant, la courbe de la réponse en fréquence de la figure. I.7 est caractérisée par des pics de résonances, sachant qu'un circuit RLC ne produit qu'un seul pic de résonance comme le montre la figure .I.8, on peut donc conclure que le comportement fréquentiel du transformateur peut être modélisé par un circuit ou des circuits RLC connectés les uns aux autres [47]-[51].

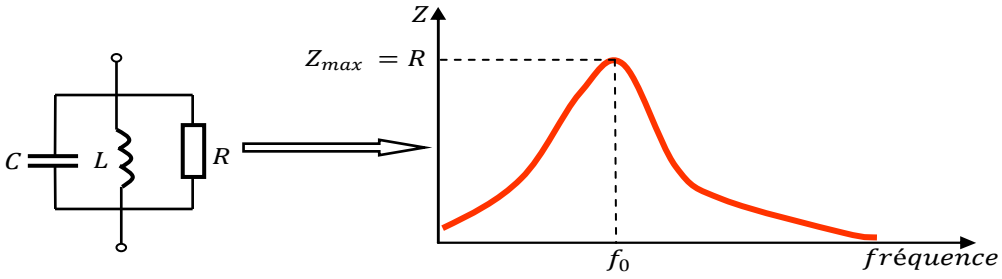


Figure I.8 : *Réponse fréquentielle d'un circuit RLC parallèle*

L'analyse théorique de ce modèle repose sur le circuit RLC parallèle, comme le montre la figure I.8. En outre, à partir de la caractéristique de la fonction de transfert, le module d'impédance du circuit peut être écrite sous la forme (I.10), où R est la résistance électrique en Ohm (Ω), C est la capacité en Farad (F), L est l'inductance en Henry (H) et ω est la pulsation en rd/s.

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{(1/R^2)+(\omega C-1/\omega L)^2}} \qquad \text{(I.10)}$$

La pulsation de résonance ω_0, se produit lorsque $(\omega C - 1/\omega L) = 0$ et est donnée par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \text{(I.11)}$$

Où la résistance R à cette pulsation est exprimée par :

$$R = |Z|_{max} \qquad \text{(I.12)}$$

La pulsation de demi-puissance correspond à la pulsation à laquelle la puissance de sortie d'un circuit électrique est réduite à la moitié de la puissance de la bande passante. Par conséquent, les pulsations à demi-puissance de l'amplitude de module de l'impédance correspond à une $1/\sqrt{2}$ de sa valeur maximale [46], qui sont exprimées comme suit :

$$\frac{R}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{(1/R^2)+(\omega C-1/\omega L)^2}} \qquad \text{(I.13)}$$

Considérant que les valeurs positives de pulsation, nous obtenons des valeurs inférieures et supérieures ω_{LO} , ω_{HI} respectivement, sont exprimées par :

$$\omega_{LO} = -\frac{1}{2RC} + \sqrt{\frac{1}{(2RC)^2+LC}} \qquad \text{(I.14)}$$

Et

$$\omega_{HI} = \frac{1}{2RC} + \sqrt{\frac{1}{(2RC)^2 + LC}} \qquad \text{(I.15)}$$

La bande passante B est exprimée par:

$$B = \omega_{HI} - \omega_{LO} = \frac{1}{RC} \qquad \text{(I.16)}$$

A partir de la largeur de la bande passante, il est possible de déterminer le facteur de qualité qui donnée par :

$$Q = \frac{\omega_0}{B} = \frac{RC}{\sqrt{LC}} = R\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad \text{(I.17)}$$

Les équations (I.14) et (I.15) peuvent être écrites à l'aide des expressions (I.11), (I.16) et (I.17), sous la forme:

$$\omega_{LO} = \omega_O \left[\frac{-1}{2Q} + \sqrt{\frac{1}{(2Q)^2} + 1}\right] \qquad \text{(I.18)}$$

Et

$$\omega_{HI} = \omega_O \left[\frac{1}{2Q} + \sqrt{\frac{1}{(2Q)^2} + 1}\right] \qquad \text{(I.19)}$$

Les paramètres ω_{HI}, ω_{LO}, B et Q sont essentiels pour reproduire la réponse en fréquence de l'impédance et pour déterminer le modèle fréquentiel du transformateur. En outre, graphiquement les pulsations ω_{Lo}et ω_{HI} pour chaque pulsation de résonance peuvent être déterminées en utilisant les équations (I.20) et (I.21) [46]-[48].

$$| Z(\omega_{Lo}) | = \frac{|Z(\omega_0)|}{\sqrt{2}} \qquad \omega_{Lo} < \omega_0 \qquad \text{(I.20)}$$

Et

$$| Z(\omega_{HI}) | = \frac{|Z(\omega_0)|}{\sqrt{2}} \qquad \omega_{HI} > \omega_0 \qquad \text{(I.21)}$$

La capacité C et l'inductance L correspondant à chaque pulsation de résonance sont obtenues à partir des équations (I.16), (I.17) sont données par:

$$C = \frac{Q}{\omega_0 R} \quad \text{(I.22)}$$

$$L = \frac{R}{\omega_0 Q} \quad \text{(I.23)}$$

Par conséquent, la construction de ce modèle est basée sur la topologie des circuits RLC parallèles, dans lequel, la largeur de la bande passante des points de résonance de la réponse de l'enroulement du transformateur est liée aux valeurs de la capacité et de l'inductance, tandis que, l'amplitude de la réponse de circuit dépend de la valeur de la résistance de cette topologie [47]-[51].

La technique consiste à comparer les données obtenues par le procédé de la réponse en fréquence de l'impédance et de celles obtenues par le modèle des cellules RLC parallèle du transformateur. Cependant, les circuits RLC parallèle sont déterminés à partir des pics de résonance correspondant aux différentes fréquences de coupure de la réponse de l'enroulement à une sollicitation sinusoïdale dans une large gamme de fréquence.

Les cellules RLC parallèle ainsi obtenues, sont arrangées en fonction du nombre de points de résonance de la réponse en fréquence de l'impédance afin d'obtenir un schéma équivalent à l'enroulement est ainsi obtenu (figure. I.9). Dans le modèle en cascade de cellules RLC parallèles, chaque cellule est composée par des éléments RLC en parallèle, dans lesquels le nombre de cellules connectées en série dépend du nombre de points de résonance mesurés dans le test FRA [34], [47], [49]-[51]. La figure .I.9 montre k cellules RLC en série, où, chaque cellule est composée d'une résistance R_k, une capacité C_k et une inductance L_k en parallèle, avec k = 1, 2, 3 ... En outre, la détermination des valeurs des éléments de chaque cellule fera l'objet dans le chapitre suivant.

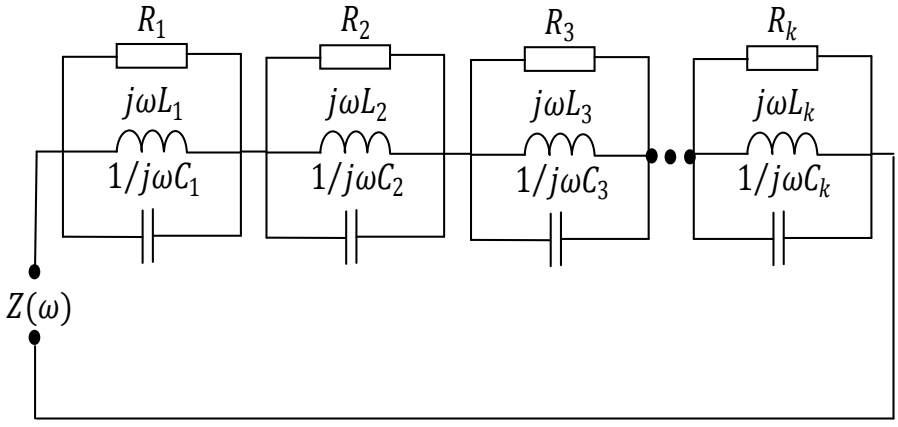


Figure I.9 : *Modèle en cascade de cellules RLC parallèles*

I.2.3. Le modèle mutuellement couplé

Pour décrire le comportement en haute fréquence du transformateur, une représentation précise de ses enroulements, du noyau et du diélectrique doit être obtenue. Parmi les nombreux modèles de transformateurs proposés, le modèle mutuellement couplé ‘the mutually coupled model’ qui est ainsi connu sous le nom ‘circuit model’, ‘RLC ladder network’ ou ‘RLC lumped model’. Ce modèle largement adopté dans le domaine FRA prend en compte tous les couplages électrostatiques et magnétiques. Pour ce modèle, les paramètres de base (résistances, inductances et capacités) pour modéliser les bobinages avec précision sur une large gamme de fréquence (de quelques Hz à l’ordre de quelques MHz) sont combinés afin d’obtenir la structure équivalente au transformateur montrée par la figure I.10 [27]-[29].

Ce modèle équivalent à deux enroulements du transformateur est constitué de deux modèles mutuellement couplés comme le montre sur la figure I.10, tels que chaque modèle correspond à un enroulement. En outre, le couplage électrique et magnétique entre ces deux enroulements peut être représenté par des capacités entre enroulements et des inductances mutuelles, respectivement [4], [6], [37].

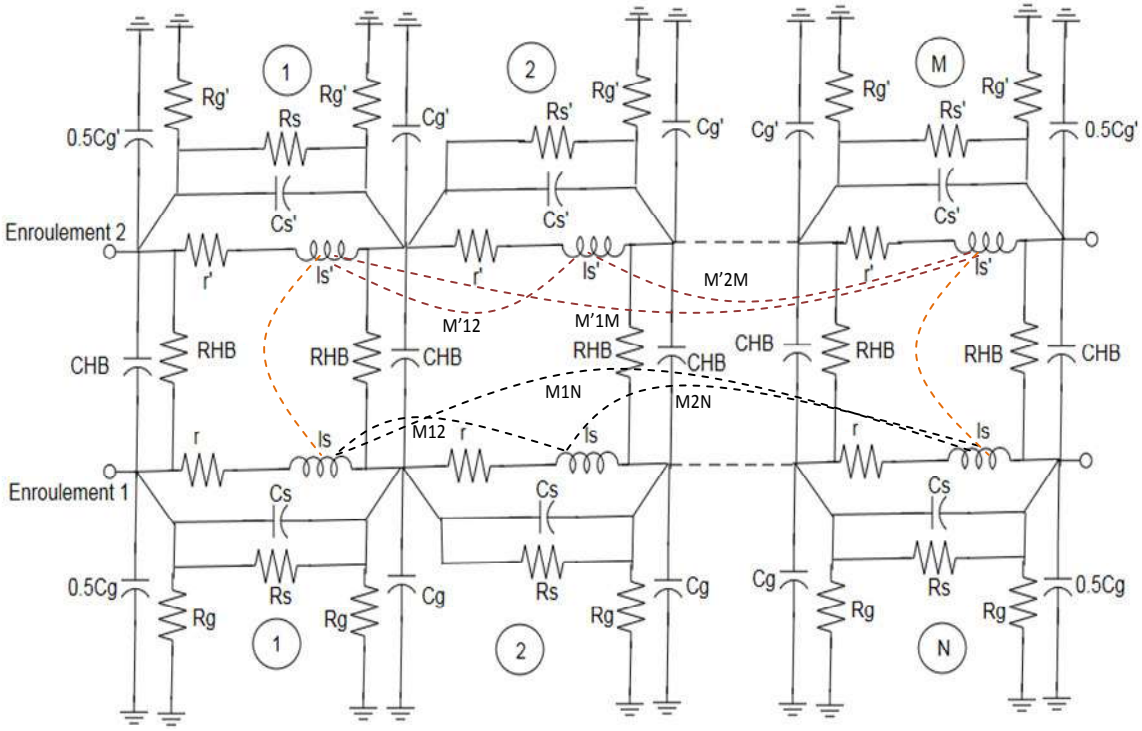


Figure I.10: *Modèle mutuellement couplé équivalent à deux enroulements du transformateur* [4], [6], [37].

Les enroulements HT et BT sont constitués de N et M sections, tels que ; les capacités et les inductances par section sont représentées comme des capacités série (Cs, Cs'), capacités shunt (C_g, $C_g{}'$), résistances (r, r'), inductances propres (l_s,$l_s{}'$) et capacités entre enroulement (C_{HB}). Les inductances mutuelles entre deux sections quelconques 'i' et 'j' peuvent être désignées par M_{ij}; $M_{ij}{}'$. Les pertes diélectriques pourraient être représentées par de grandes valeurs de résistances (R_g, $R_g{}'$, R_s, $R_s{}'$, R_{HB}) en parallèle avec les condensateurs [4], [6].

En effet, la combinaison de l'inductance et de la capacité série de l'enroulement entraîne un circuit LC parallèle produisant une résonance parallèle (qui peut être observé dans la mesure de l'impédance dans le cas de garder l'extrémité neutre isolée [31]), bloquant par conséquent le signal à cette fréquence particulière comme indiqué sur la figure I.11.

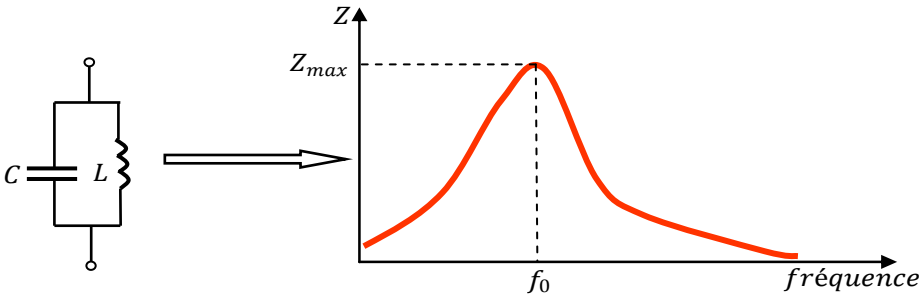


Figure I.11 : *Résonance du circuit LC parallèle*

Tandis que, la réponse FRA de l'inductance d'enroulement et de la capacité shunt dans le circuit LC en série montre une antirésonance (qui peut être observé de la mesure de l'impédance dans le cas de garder l'extrémité neutre isolée [31]), amplifiant le signal à cette fréquence particulière comme le montre la figure I.12.

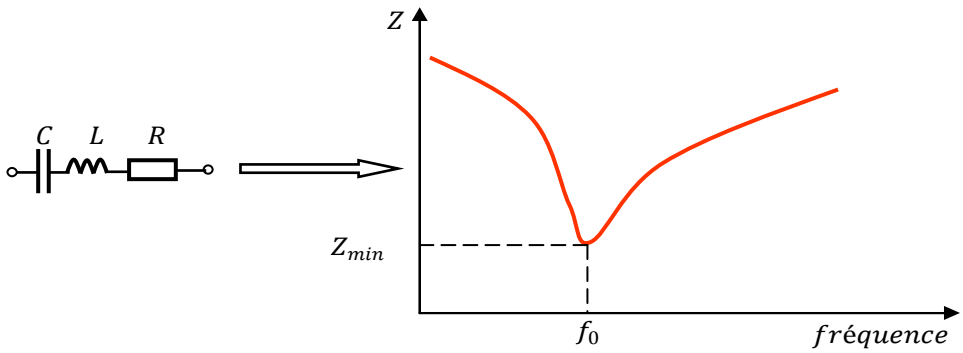


Figure I.12 : *Résonance du circuit RLC série*

Par conséquent, la représentation la plus simple de LC en série est une connexion en T dans laquelle la capacité shunt est connectée au milieu des deux moitiés de l'inductance d'enroulement. La modélisation de l'enroulement du transformateur à l'aide des circuits mutuellement couplés est un outil important afin de générer une empreinte digitale d'un circuit de référence d'un enroulement supposé sain pour diagnostiquer les différentes défaillances du transformateur. Cependant, la construction de ce circuit basé généralement sur la géométrie détaillée de l'enroulement est un processus fastidieux [52]. Les paramètres de ce modèle sont calculés généralement en utilisant des méthodes analytiques [52]-[57]. Néanmoins, il est nécessaire de connaître, avec une grande exactitude, tous les détails géométriques de la partie active des connexions internes et les transpositions existant dans les enroulements [33], [58] et [59]. En effet, il n'y a toujours pas de garantie qu'un modèle plus cohérent sera obtenu en utilisant ce type de méthodes, puisqu'il a été observé que des grandeurs, en principe identiques, présentent des comportements différents en ce qui concerne la réponse en fréquence de l'impédance. Il existe probablement de petites différences constructives entre ces grandeurs, mais elles ne présentent pas de différences notables pour les conditions de fonctionnement nominales. Par ailleurs, la méthode des éléments finis (MEF) peut être un outil efficace pour simplifier la construction de ce circuit. Cette méthode également basée sur la géométrie détaillée de l'enroulement [33], [58] et [59].

Les expressions qui définissent la distribution de la tension et de courant en tout point x du circuit mutuellement couplé équivalent à l'enroulement peuvent être représentées par l'équation (I.24) [60], [61].

$$u(x, j\omega) = A\cosh(\gamma x) + B\sin(\gamma x)$$

$$i(x, j\omega) = \frac{1}{Z}[A\cosh(\gamma x) + B\sin(\gamma x)] \qquad \text{(I.24)}$$

Où

$$\gamma^2 = \frac{\frac{l_s C_g}{n^2}\omega^2}{1 - l_s C_s \omega^2} \; et \; Z = \sqrt{\frac{l_s}{C_g(1 - l_s C_s \omega^2)}}$$

$A \; et \; B$ sont des constantes, x est le nombre de points le long de l'enroulement, à partir de l'extrémité d'injection, Z est l'impédance caractéristique et γ est la constante de propagation de l'enroulement.

La réponse FRA oscille entre les éléments capacitifs et inductifs et lorsque plusieurs résonances locales sont produites aux fréquences dans l'équation (I.25) [61], [62].

$$f_k = \frac{k\pi}{2\pi\sqrt{l_s C_g + (k\pi)^2 l_s C_s}}, \quad k = 1,2,3,\dots,n-1 \qquad \text{(I.25)}$$

En général, les fréquences de résonance définissent le comportement d'enroulement du transformateur dans des conditions transitoires et peuvent être utiles pour détecter les changements dans les paramètres d'enroulement dus aux déformations [63]. Cependant, plus le modèle d'enroulement est détaillé, plus sa solution devient complexe, mais la précision du modèle de l'enroulement sur une large gamme de fréquences est meilleure [60]-[62].

I.2.3.1. Equations du schéma mutuellement couplé équivalent à un enroulement du transformateur

L'application des lois de kirchhoff au circuit équivalent un enroulement du transformateur nous permet d'élaborer les équations aux tensions et aux courants de l'enroulement, dans ce qui suit on donnera un exemple d'un enroulement discrétise en 6 éléments et le raisonnement serait le même pour une discrétisation en n éléments, cependant le choix est limité à 6 puisque après ce nombre la précision de calcul reste sensiblement constante [63].

I.2.3.1.1. Equations des tensions

u_0 et i_0 sont respectivement la tension appliquée et le courant à l'entrée de l'enroulement soumis à cette dernière :

$$u_0(t) = U_{max}\sin \omega t = r_g i_0 \qquad \text{(I. 26)}$$

Avec :

r_g : résistance interne de générateur.

Les équations différentielles des tensions pour l'enroulement du transformateur subdivisé en 6 éléments, sont:

$$u_1 - u_2 - ri_1 = l_s \frac{di1}{dt} + M_{12}\frac{di2}{dt} + M_{13}\frac{di3}{dt} + M_{14}\frac{di4}{dt} + M_{15}\frac{di5}{dt} + M_{16}\frac{di6}{dt}$$

$$u_2 - u_3 - ri_2 = l_s \frac{di2}{dt} + M_{21}\frac{di1}{dt} + M_{23}\frac{di3}{dt} + M_{24}\frac{di4}{dt} + M_{25}\frac{di5}{dt} + M_{26}\frac{di6}{dt}$$

- **Généralisation**

Pour $1 \leq k \leq 6$

$$u_k - u_{k+1} - ri_k = l_s \frac{di_k}{dt} + \sum_{m=1}^{6} M_{km}\frac{di_m}{dt} \quad \text{avec} \quad m \neq k \qquad \text{(I.27)}$$

I.2.3.1.2. Equations des courants

Au nœud (1) à l'entrée du transformateur on a :

$$i_0 = i_1 + i_{cs} + i_{cg/2} \qquad \text{(I.28)}$$

$$i_0 - i_1 = i_{cs} + i_{cg/2}$$

Avec:

$$i_{cs} = c_s \frac{d(v_0 - v_1)}{dt} \qquad \text{(I.29)}$$

$$i_{cg/2} = c_{g/2}\frac{dv_0}{dt} \qquad \text{(I.30)}$$

En introduisant (I.4) et (I.5) dans (I.3) on obtient :

$$i_0 - i_1 = (c_s + c_{g/2})\frac{dv_0}{dt} - c_s\frac{dv_1}{dt}$$

Au nœud (2) correspondant à la tension on a :

$$i_1 - i_2 = -c_s\frac{dv_0}{dt} + (2c_s + c_g)\frac{dv_1}{dt} - c_s\frac{dv_2}{dt}$$

- **Généralisation**

Pour $0 \leq k \leq 6$

$$i_k - i_{k+1} = c_s\frac{du_k}{dt} + (2c_s + c_g)\frac{du_{k+1}}{dt} - c_s\frac{du_{k+2}}{dt} \qquad \text{(I.31)}$$

I.2.3.1.3. Représentation matricielle des équations du modèle

Après avoir établi les équations régissant le schéma équivalent d'une phase du transformateur, et après l'intégration des équations (IV.2) et (IV.6) on obtient :

$$\int_0^t (u_k - u_{k+1})dt = \sum_{j=1}^{2n} M_{kj} i_j + R_k \int_0^t i_k \, dt \qquad (I.32)$$

Pour les courants :

$$\int_0^t (i_k - i_{k+1})dt = C_s u_k + (2C_s + C_g)u_{k+1} - C_s u_{k+2} \qquad (I.33)$$

Les deux équations ainsi obtenues peuvent se mettre sous la forme condensée suivante :

$$U = C^{-1} \int_0^t \Delta I \, dt \qquad (I.34)$$

$$I = L^{-1} \int_0^t (\Delta U - RI) \, dt \qquad (I.35)$$

Dont :

$$\Delta I = (I_k - I_{k+1}) \quad \text{et} \quad \Delta U = (U_k - U_{k+1}) \qquad (I.36)$$

U et I sont les vecteurs des tensions et des courants :

$$U = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad I = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}$$

[C] et [L] sont respectivement les matrices des capacités et des inductances des enroulements.

$$[C] = \begin{bmatrix} C_g + C_{g1}/2 & -C_s & \dots & \dots & 0 \\ -C_s & 2C_s + C_{g2} & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 2C_s + C_{gN} \end{bmatrix} \qquad (IV.37)$$

$$[L]=\begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & \cdots & M_{1N} \\ M_{12} & L_2 & \cdots & M_{1N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{1N} & M_{2N} & \cdots & L_N \end{bmatrix} \quad \text{(IV.38)}$$

I.2.4. Méthode d'identification dite «vector fitting» (VF)

Le VF est l'une des techniques numériques couramment utilisées pour l'identification de la réponse dynamique d'un système. Cependant, elle peut être considérée parmi les approches de modélisation utilisées dans le domaine FRA afin de fournir un outil d'analyse et de diagnostic des défauts du transformateur [25], [26].

Cette méthode permet de convertir une réponse dynamique mesurée ou calculée d'un système ayant une ou plusieurs entrées–sorties en une approximation rationnelle $F(s) = N(s)/D(s)$, afin de reproduire son comportement fréquentiel sur une gamme de fréquences prédéterminée. L'estimation de la fonction de transfert se fait à partir des diagrammes d'amplitude et de phase développées par Gustaven et Semlyen [64]. L'algorithme utilise une approche itérative où les pôles de la fonction rationnelle seront relocalisés à chaque itération jusqu'à ce que la précision désirée est atteinte. Cependant, dans le domaine fréquentiel, la fonction de transfert estimée sera une fonction rationnelle $F(s)$ qui peut alors être modélisée comme la somme des résidus c_n sur les pôles du premier ordre a_n qui exprimé par l'équation (I.26).

$$F(s) = \sum_{n=1}^{N} \frac{c_n}{s-a_n} + d + sh \quad \text{(I.26)}$$

Où $s = \sigma + j\omega$: est la fréquence complexe et les termes d et sh sont réels.

Gustavsen [64] a montrée que, les termes 'd' et 'sh' apparaissent pour capturer la ligne de base dans un signal ou une forme continue sans résonances. Pour les données FRA, ces termes seront très probablement nuls, sauf si les pôles et les résidus ne peuvent pas capturer la diffusion potentielle. Les pôles et les résidus dans le domaine réel ont une forme de résonance très distincte, mais nous pouvons toujours ajouter un pôle dans le domaine réel négatif pour représenter cette ligne de base [64]-[69].

Conclusion

La représentation du transformateur par son modèle équivalent est une tâche importante pour définir ses caractéristiques en régime fréquentiel (en basses, moyennes et hautes fréquences) afin de les exploiter dans le diagnostic des différents défauts en se basant sur les changements des paramètres d'enroulement dus aux déformations mécaniques. Dans ce chapitre nous avons donnés un aperçu général de la modélisation des transformateurs de puissance en vue de l'analyse de la réponse en fréquence FRA. Le modèle mutuellement couplé est avéré être le meilleur outil car il est capable de reproduire avec une précision appréciable les caractéristiques de réponse en fréquence de l'enroulement, ainsi que ses paramètres reflètent le comportement physique réel du transformateur. En outre, on a vu que récemment le modèle en cascade des cellules RLC parallèle a attiré beaucoup d'attention des équipes de recherche puisqu'il peut simuler le comportement fréquentiel des enroulements du transformateur sans avoir besoin des géométries des bobines, ce qui le rend facilement utilisable dans le domaine de diagnostic des défaillances. Par conséquent, Dans le chapitre qui suit, on s'intéressera à l'exploitation de ce type de configuration (modèle en cascade des cellules RLC) afin de développer un modèle électrique équivalent à un transformateur triphasé reflétant ses caractéristiques électriques et électromagnétiques en basses et hautes fréquences.

Chapitre II

Construction d'un modèle basse et haute fréquence équivalent au transformateur triphasé à partir de mesures FRA

Introduction

L'analyse et la simulation des comportements des transformateurs s'effectuent généralement en régime fréquentiel. En effet, le modèle qui est basé sur un circuit comportant que de résistances et d'inductances, représentant à la fois les pertes par effet Joule et les pertes magnétique du transformateur, qui ne sont prises en compte qu'avec des signaux de fréquence industrielle. Par conséquent, ces modèles ne sont valables que pour étudier et analyser les caractéristiques du transformateur dans la plage des basses fréquences; en dehors de cette plage, les résultats obtenus par ces modèles ne reflètent pas la réalité des événements survenus sur les signaux. De ce fait, pour analyser les conséquences des signaux transitoires sur les équipements, il ne suffit pas d'appliquer le modèle habituel du transformateur (le modèle en basse fréquence) ; il est nécessaire donc de corriger d'une certaine manière ce modèle, de telle sorte que le modèle résultant serve à effectuer une analyse complète du système. Par conséquent, en plus de considérer les pertes dues à l'effet Joule et les pertes magnétique qui se produisent à la fréquence industrielle, l'effet capacitif apparaissant dans l'équipement lors de l'application de signaux haute fréquence sera également considérée. Dans cette optique, ce chapitre consiste à développer un modèle équivalent au transformateur triphasé reflétant ces comportements en basse et haute fréquences. Le modèle proposé est basé sur la théorie des circuits RLC parallèle où les valeurs des éléments R, L et C, connectés en parallèle, constituant des cellules RLC, accordées à la fréquence de chacun des pics principaux présents dans la caractéristique de réponse en fréquence de l'impédance du transformateur. Ces

cellules, à leur tour, sont connectées en série de telle sorte que leur manifestation prédomine sur les autres, lorsque la fréquence coïncide avec leur fréquence de résonance respective.

II.1. But et modèle requis

L'étude et l'analyse des comportements du transformateur à partir de la réponse en fréquence FRA est un outil efficace pour prédire son état de fonctionnement. Par ailleurs, l'idée de l'analyse et le traitement du signale FRA est basé sur le fait que les déformations de l'enroulement changent ses propriétés géométriques, ce qui se réfléchie sur les paramètres capacitifs et inductifs dus aux effets électromagnétiques d'une bobine ou entre bobines. Par conséquent, le développement d'un modèle en hautes fréquences équivalent à un transformateur triphasé reflétant ses caractéristiques électromagnétiques en se basant uniquement sur l'analyse de la réponse en fréquences pourrait être considéré comme un apport important pour la proposition d'un outil d'aide de diagnostic du transformateur de la manière suivante :

1. La réponse en fréquence de l'impédance est mesurée sur chaque phase du transformateur en utilisant la méthode SFRA dans un état de référence supposé sain dont laquelle les valeurs des paramètres du modèle sont obtenues à partir de cette réponse.

2. Afin d'utiliser ce modèle pour le diagnostic des défauts du transformateur triphasé, deux mesures de la réponse en fréquence sur un transformateur sain (un état de référence) et défectueux sont nécessaires. Chaque mesure FRA doit être modélisée séparément pour déterminer les paramètres du modèle en utilisant la théorie des cellules RLC parallèle.

3. L'analyse des changements des deux modèles du transformateur sain et défectueux peut donner une indication du type et du point des défauts. De plus, les changements de pourcentage entre les paramètres des deux modèles peuvent être calculés pour trouver une corrélation entre les paramètres du modèle proposé et le type de défaut, ainsi que cette différence de valeur d'un ou plusieurs paramètres peut quantifier la gravité de défauts.

Le mécanisme de diagnostic pouvant être mis en œuvre à l'aide du modèle RLC présenté dans ce chapitre est basé sur le fait que tout changement provoqué par un défaut provoque une variation du champ électromagnétique dans le transformateur, qui à son tour influe sur la réponse en fréquence, et par conséquent sur les paramètres de son modèle

équivalent. Afin que ce modèle soit utile, il doit avoir la capacité de diagnostiquer les défauts à partir d'une mesure FRA.

- Pour interpréter la réponse mesurée, le modèle doit être capable de simuler le comportement du transformateur avec autant de précision que possible et doit également être maintenu sur une large bande de fréquences, afin qu'il puisse également reproduire les caractéristiques du transformateur en basse et haute fréquences.
- Le modèle doit pouvoir reproduire et interpréter les variations du champ électromagnétique généré par les matériaux constituant le transformateur (le circuit magnétique, les enroulements et l'isolant) sur une large gamme de fréquences (de l'ordre de quelques Hertz à des Mégahertz) afin d'identifier les défauts provoquant cette variation du champ électromagnétique.
- Dans ce modèle, le couplage électromagnétique entre les phases du transformateur triphasé doit être pris en compte afin de prendre en considération l'influence mutuelle entre ces derniers.

Par conséquent, le but et la motivation de ce travail est que le modèle à développer doit satisfaire les exigences suivantes:

1) Capacité d'ajustement: La méthodologie de calcul des paramètres doit offrir des résultats suffisamment corrects de sorte que les résultats obtenus soient suffisamment acceptables pour que la réponse du modèle et la réponse réelle soient sensiblement identiques.
2) Les paramètres du modèle (résistances, inductances et capacités) doivent refléter la réalité physique du transformateur.
3) Le modèle doit être applicable à tout type du transformateur triphasé.

La figure II.1 résume schématiquement la procédure suivie pour la construction de ce modèle équivalent à un transformateur triphasé.

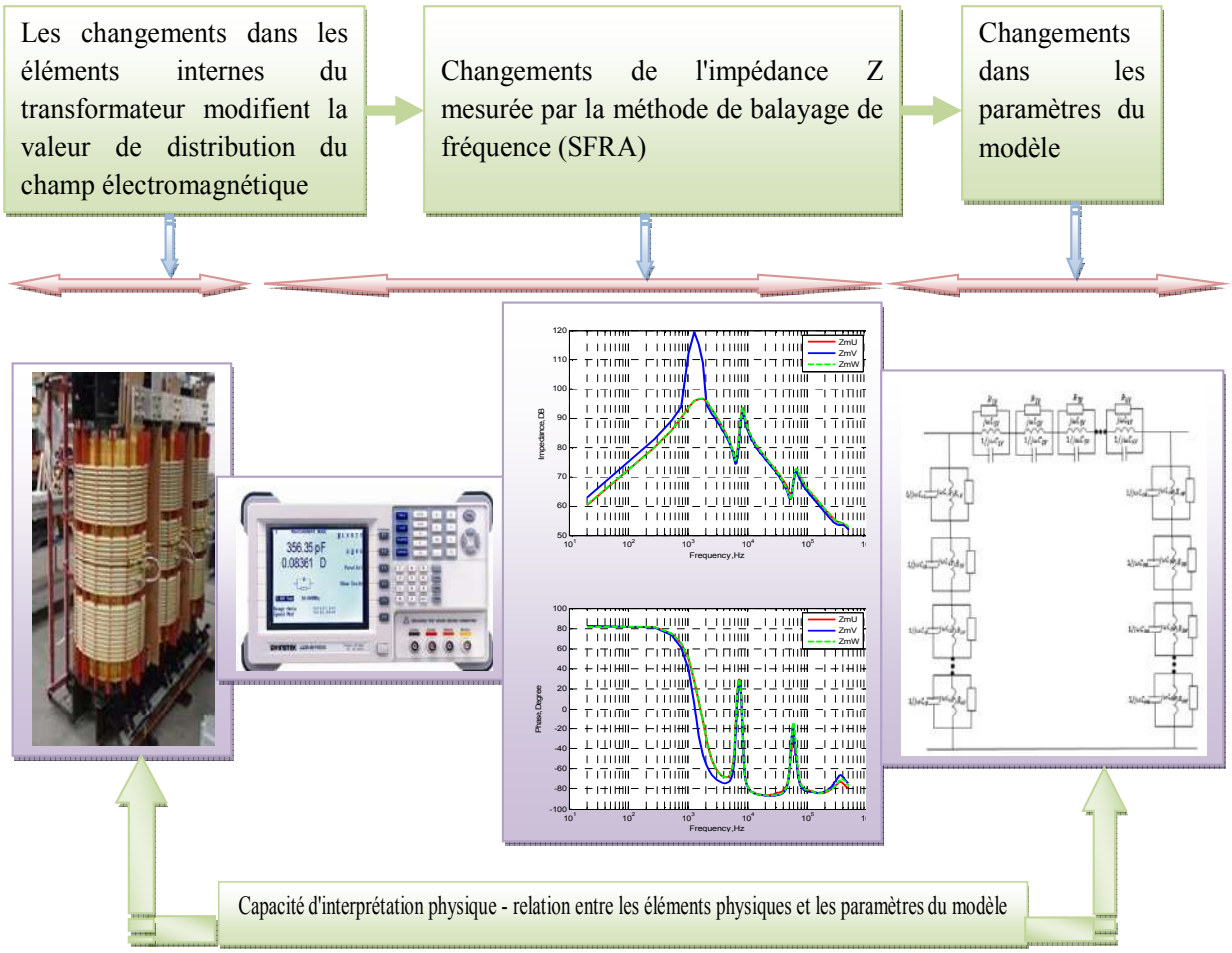


Figure II.1 : *Procédure de construction du modèle équivalent au transformateur et relation entre ses éléments et les paramètres du modèle proposé.*

II.2. Modèle en cascade des cellules RLC parallèle ou modèle de «pléïte»

L'un des principaux objectifs de la modélisation des transformateurs électriques est l'analyse et l'interprétation des effets du champ électrique et magnétique produit par les matériaux qui les constituent (le circuit magnétique, les enroulements et l'isolant) afin de diagnostiquer ses défauts internes. Par conséquent, la détermination de ses paramètres internes tels que; la résistance, l'inductance et la capacité afin de construire son modèle équivalent capable de refléter son comportement interne est l'un des objectifs d'actualité de la recherche dans ce domaine [35], [46]-[50].Cependant, les chercheurs ont montré un intérêt accru pour le modèle en cascade de cellules RLC parallèle, qui est également connu sous le nom «modèle de pléïte» [48].

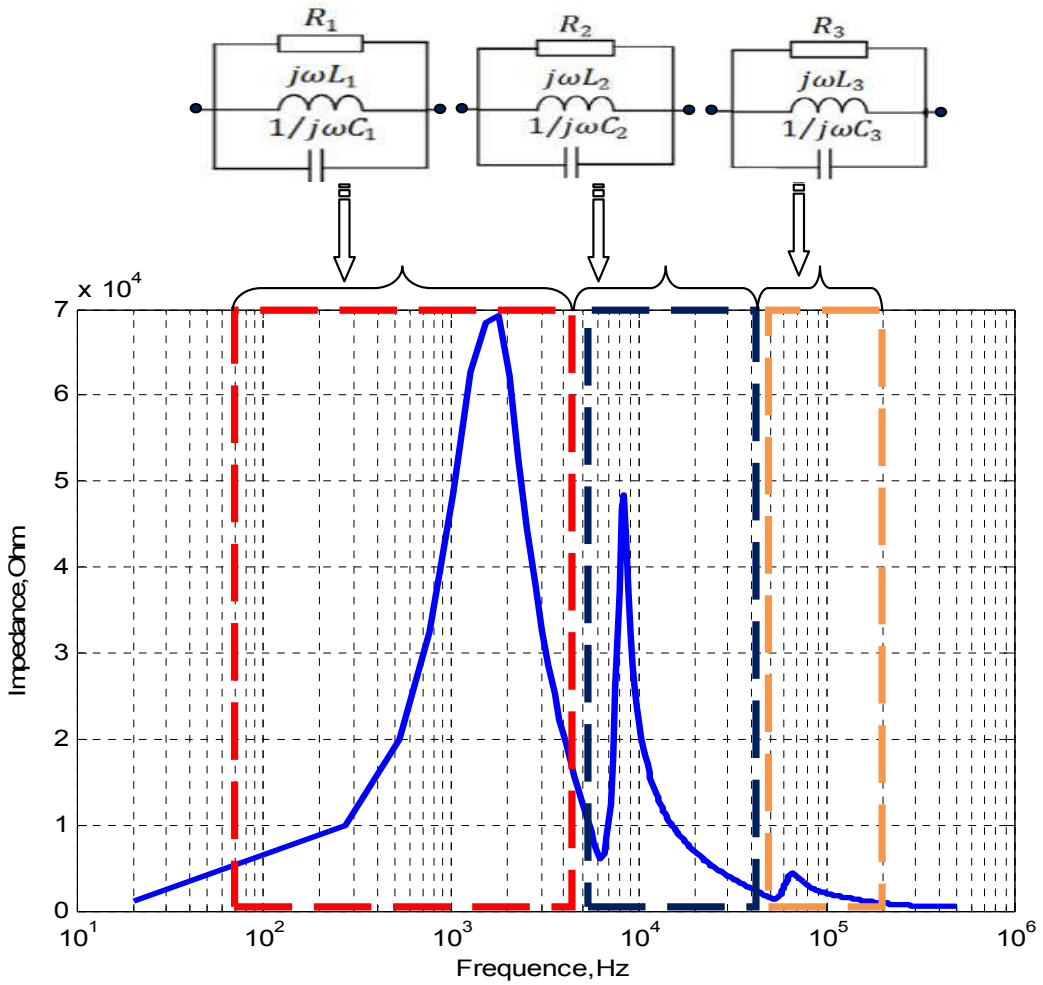


Figure II.2 : *Courbe de réponse en fréquence de l'impédance d'un transformateur avec ses cellules RLC respectives*

L'objectif visé dans ce travail est de déterminer les paramètres RLC d'un transformateur, disposés en une combinaison série (cellule RLC), et en parallèle (éléments R, L et C).

La structure du modèle de pléïte est conçue pour répondre à l'exigence qui établit le besoin de représenter la réalité physique du transformateur. Ce modèle est composée de paramètres électriques R, L et C, tels qu'établis dans ce qu'on a appelé le concept de stockage et de dissipation d'énergie, déjà utilisé dans les programmes de simulation par éléments finis [33], [58] et [59]. Ce principe établit que le stockage de l'énergie contenue dans un milieu provoquée par la présence d'un champ magnétique et électrique peut être représenté de façon équivalente au moyen d'un paramètre inductif et capacitif, respectivement. De la même manière, les pertes peuvent être représentées par un paramètre résistif.

Par conséquent, on peut déduire que les effets des champs magnétiques, électriques et de perte peuvent être simulés avec les paramètres L, C et R respectivement. Autrement, les circuits RLC parallèle sont déterminés à partir des pics de résonance correspondant aux différentes fréquences de coupure de la réponse de l'enroulement, tels que les paramètres électriques de chaque pic de résonance doivent être déterminé afin de construire un circuit dont la réponse en fréquence reproduit la mesure de la réponse fréquentielle d'un transformateur réel, comme le montre la figure II.2.

Ce motif est équivalent à la réponse typique d'une combinaison en série de plusieurs cellules de paramètres R, L et C connectés en parallèle comme illustré dans le circuit de la figure II.3.

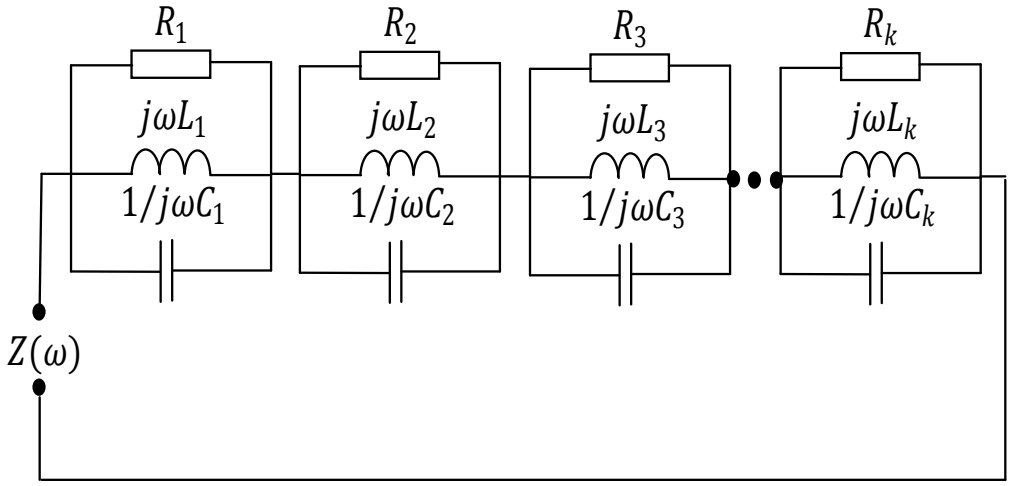


Figure II.3 : *Modèle en cascade de cellules RLC parallèles*

II.3. Procédure de construction du modèle basse et haute fréquence du transformateur triphasé

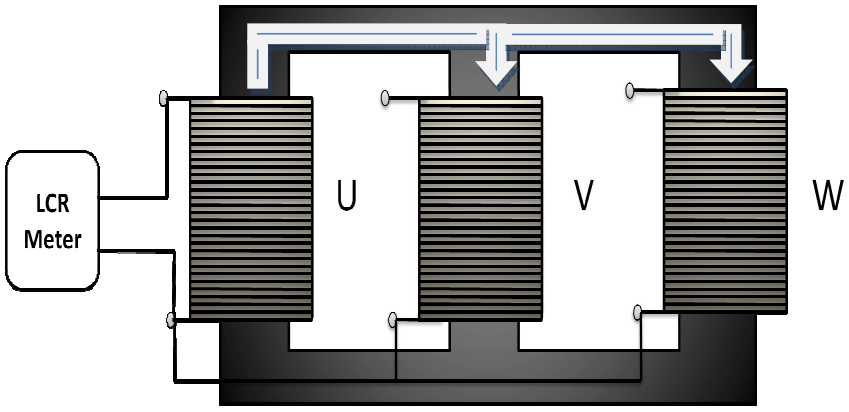
L'application de l'idée FRA pour évaluer l'état du transformateur est basée sur le fait que le déplacement ou la déformation de l'enroulement change en fonction des propriétés géométriques de ses enroulements, qui sont liées à ses paramètres capacitifs et inductifs internes. Les changements de ces paramètres modifient donc la réponse en fréquence de l'enroulement, ce qui peut être observé en mesurant sa fonction de transfert. Dans le processus FRA, le transformateur peut être modélisé par un réseau complexe d'éléments RLC composés de résistances, d'inductances et de capacités [19]-[21], [27]-[30].

Par conséquent, l'étude des comportements du transformateur en basses et en hautes fréquence est nécessaire, ce qui nous amène à réfléchir à un modèle équivalent au transformateur triphasé reflétant ses propriétés électromagnétiques en basses et en hautes fréquence en se basant sur les mesures de données FRA obtenues dans une large gamme de fréquences. Le modèle proposé par Wilder Herrera [18], [35] et [50] est limité sur la basse fréquence (20 Hz-10 kHz) pour étudier le comportement magnétique d'un transformateur triphasé. En effet, il est noté que le comportement en haute fréquence de l'impédance du transformateur est caractérisé par plusieurs points de résonance dus aux effets inductifs et capacitifs de noyau et enroulements. Ceci conduit à une réflexion sur un modèle haute fréquence équivalent à un transformateur triphasé composé d'une cascade de cellules RLC parallèles, dont les paramètres sont calculés en fonction des points de résonance et de la bande passante de chaque pic de la réponse FRA. Le modèle proposé peut traduire les propriétés physiques internes du noyau et des enroulements du transformateur en basses et en hautes fréquences.

II.3.1. Mesure et analyse de la réponse des impédances des enroulements du transformateur

Les transformateurs sont constitués d'un circuit magnétique formé de tôles ferromagnétiques laminées sur lesquelles les enroulements sont enroulés. Les transformateurs de puissance sont généralement construits avec un noyau à trois colonnes, chaque phase étant placée dans une colonne (chaque enroulement est enroulé sur chaque colonne du noyau magnétique). La méthode FRA consiste à mesurer l'impédance équivalente électrique du transformateur, sur une large gamme de fréquence en appliquant une onde sinusoïdale basse tension. L'amplitude et la phase de l'impédance mesurée sont tracées en fonction de la fréquence. L'impédance du transformateur peut être mesurée dans différentes conditions et à travers différentes bornes accessibles [39]-[41]. Toutefois, dans le test de circuit ouvert en utilisant un LCR mètre, le signal est appliqué à une extrémité de l'enroulement (V_{in}) et le signal transmis est mesuré à l'autre extrémité (I_{out}) afin de trouver la fonction de transfert de l'impédance en fonction de la fréquence ($Z(f) = V_{in}/I_{out}$), les autres bornes des enroulements étant en circuit ouvert, comme indiqué sur la figure II.4, pour un transformateur couplé en étoile. L'essai FRA a été effectué sur la phase U pour obtenir l'impédance de la phase U Z_{mU} en fonction de la fréquence, il en est de même pour les phases V et W, Z_{mV} et Z_{mW} comme le montrent les figures II.4 (a), (b) et (c). La différence de reluctances latérale et

centrale du transformateur testé apparait dans la différence constatée sur les mesures des impédances réalisées. Ceci est dû aux deux trajets magnétiques asymétriques (figure II.4 a et c) du flux magnétique des phases latérale. La courbe obtenue pour la phase centrale reproduit un pic de résonance (premier point de résonance) correspondant à deux chemins magnétiques symétriques (figure II.4 b) de même réluctance qui est plus grand qu'à ceux des phases latérale. Par ailleurs, l'amplitude et la phase de l'impédance en fonction de la fréquence obtenues sur chaque phase du transformateur sont illustrées sur la figure II.5, où on peut voir que les courbes d'impédances mesurées de deux phases latérales (Z_{mU} et Z_{mW}) et celle de la phase centrale (Z_{mV}) sont sensiblement les mêmes à haute fréquence. Alors que l'amplitude de l'impédance de la première résonance de la phase centrale (Z_{mV}) est plus grande que les deux autres avec un décalage vers la gauche par rapport aux impédances mesurées dans les phases latérales (Z_{mU} et Z_{mW}). Cela peut être expliqué par le fait que le transformateur testé est à trois colonnes. Sur la figure II.5, il est observable qu'à partir du maximum et minimum de module de l'impédance, l'angle de phase n'est pas nul à tous les fréquences de résonance. A titre d'exemple, à la première fréquence de résonance, l'angle de phase correspondant est exactement nul (Figure II.5) tandis que, aux deux derniers pics, l'angle de phase n'est pas nul. Par conséquent, une résonance peut avoir lieu même si l'angle de phase n'est pas nul [28], ceci sera encore confirmé en utilisant la fonction de transfert développée dans le chapitre III pour ce type de configuration.



a

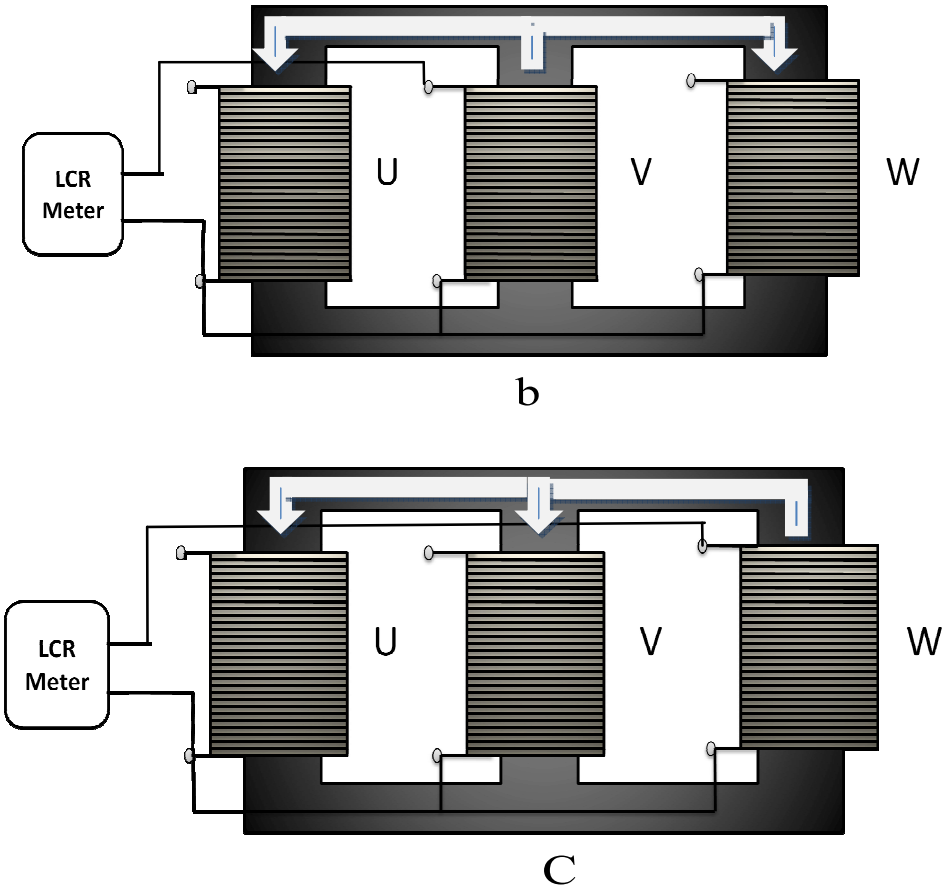


Figure II.4 : *Méthode de mesures de test FRA et les lignes de flux magnétique*

(a) *Phase U, (b) Phase V, (c) Phase W*

L'analyse de ces tests sur une large gamme de fréquences fournira un simple modèle électrique équivalent au transformateur triphasé. Ce modèle est constitué d'une cascade de cellules RLC parallèles reflétant le comportement du transformateur en basses et hautes fréquence. Les trois phases du transformateur peuvent être représentées par les trois impédances Z_U, Z_V et Z_W dans la figure II.6. Dans lesquelles Z_U, Z_V et Z_W sont des impédances reflétant le comportement physique des phases U, V et W respectivement [18], [35] et [50].

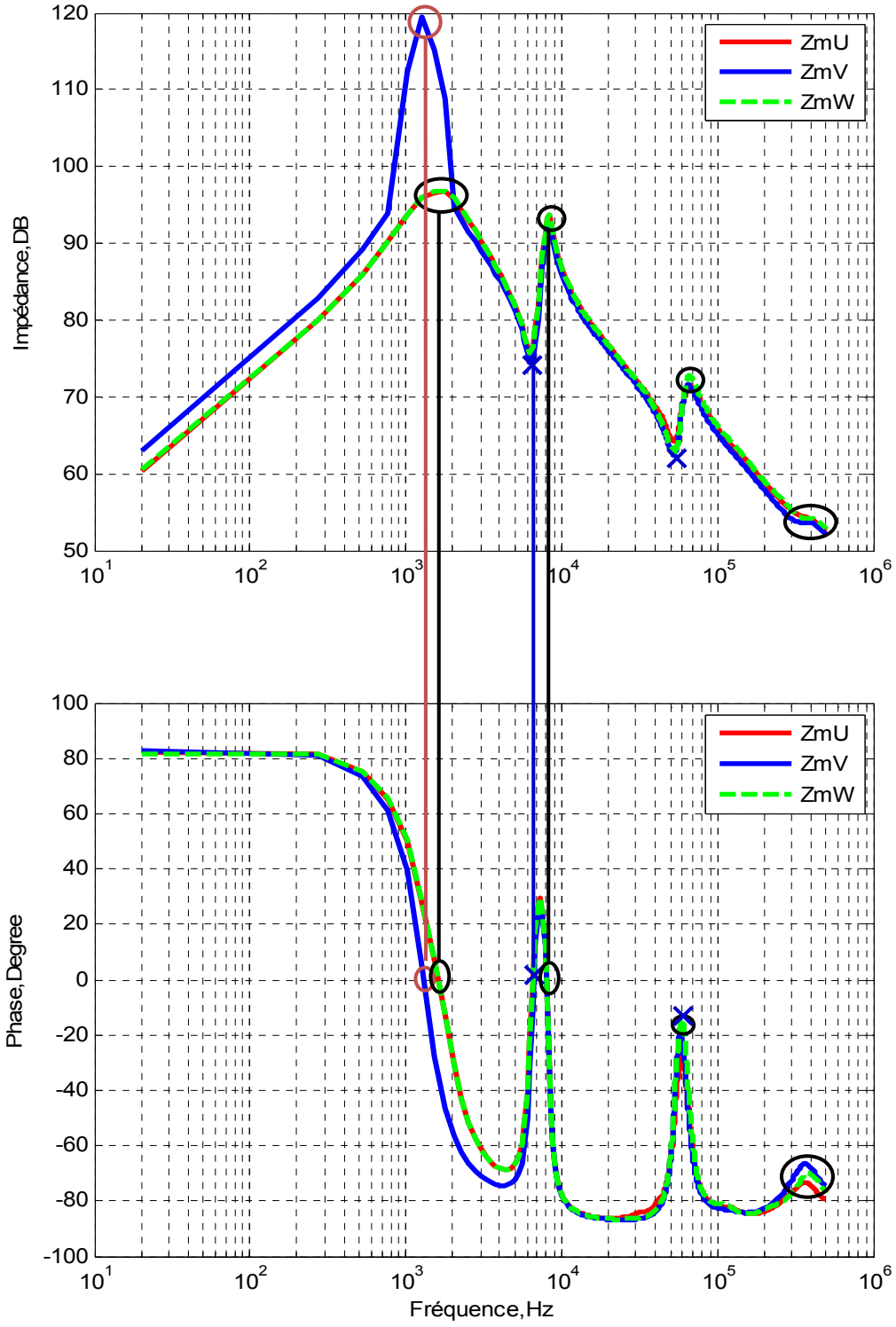


Figure II.5 : *Comparaison entre l'impédance et la phase mesurées sur la phase centrale et celles des phases latérales*

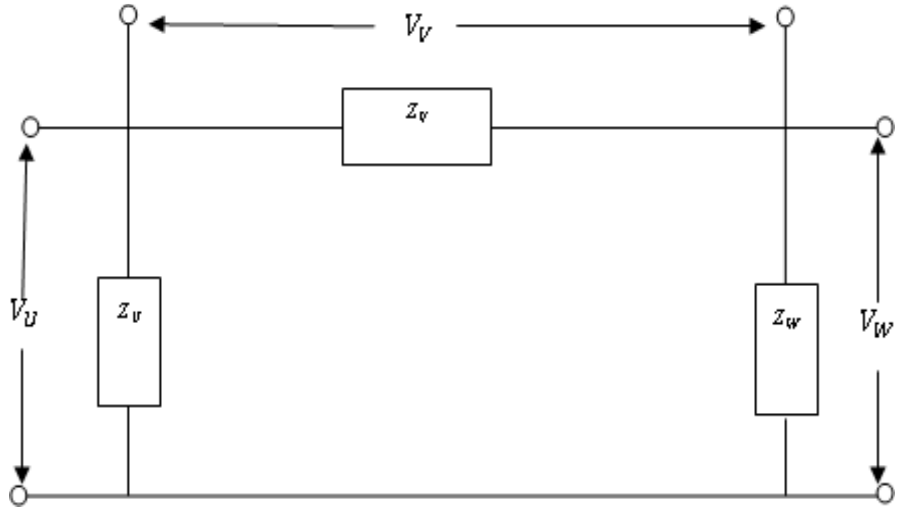


Figure II.6 : *Modèle fréquentiel du transformateur triphasé avec impédances Z_U, Z_V et Z_W*

II.3.2. Détermination de la réponse en fréquence de l'impédance caractéristique dans chaque phase

Lorsqu'une mesure de la réponse en fréquence FRA est effectuée sur l'une des phases du transformateur triphasé à circuit ouvert, les effets magnétiques et électriques entre les enroulements adjacents ne peuvent pas être négligés. En conséquence, les effets des impédances Z_U, Z_V et Z_W sont mutuels en raison du couplage électromagnétique. Par exemple, l'impédance mesurée Z_{mU} obtenue entre deux bornes de circuit (figure II.6) est égale à la connexion parallèle de Z_U et $(Z_V + Z_W)$ [18], [35] et [50]. La solution consiste à obtenir les valeurs d'impédance des modèles Z_U, Z_V et Z_W indépendamment des impédances mesurées Z_{mU}, Z_{mV} et Z_{mW}. La relation entre les impédances mesurée et modélisée peut être donnée par le système d'équations suivantes [18]:

$$Z_{mU}(\omega_i) = \frac{Z_U(\omega_i).(Z_V(\omega_i)+Z_W(\omega_i))}{Z_U(\omega_i)+Z_V(\omega_i)+Z_W(\omega_i)} \quad \text{(II.1)}$$

$$Z_{mV}(\omega_i) = \frac{Z_V(\omega_i).(Z_U(\omega_i)+Z_W(\omega_i))}{Z_U(\omega_i)+Z_V(\omega_i)+Z_W(\omega_i)} \quad \text{(II.2)}$$

$$Z_{mW}(\omega_i) = \frac{Z_W(\omega_i).(Z_U(\omega_i)+Z_V(\omega_i))}{Z_U(\omega_i)+Z_V(\omega_i)+Z_W(\omega_i)} \quad \text{(II.3)}$$

En utilisant les expressions (II.1), (II.2) et (II.3), un système à trois équations peut être obtenu comme illustré par les équations (II.4)-(II.6):

$$Z_{mU}(\omega_i).(Z_U(\omega_i)+Z_V(\omega_i)+Z_W(\omega_i))-Z_U(\omega_i).(Z_V(\omega_i)+Z_W(\omega_i))=0 \quad \text{(II.4)}$$

$$Z_{mV}(\omega_i).(Z_U(\omega_i)+Z_V(\omega_i)+Z_W(\omega_i))-Z_V(\omega_i).(Z_U(\omega_i)+Z_W(\omega_i))=0 \quad \text{(II.5)}$$

$$Z_{mU}(\omega_i).(Z_U(\omega_i)+Z_V(\omega_i)+Z_W(\omega_i))-Z_W(\omega_i).(Z_U(\omega_i)+Z_V(\omega_i))=0 \quad \text{(II.6)}$$

Avec : ω_i est la $i^{ème}$ pulsation (rd/s) des réponses FRA

La solution pour ce système pour les impédances de modèle Z_U, Z_V et Z_W est donnée par (II.7) - (II.9) respectivement.

$$Z_U(\omega_i)=\frac{{Z_{mU_i}}^2+{Z_{mV_i}}^2+{Z_{mW_i}}^2}{2.(Z_{mU_i}-Z_{mV_i}-Z_{mW_i})}-\frac{Z_{mU_i}.Z_{mV_i}+Z_{mU_i}.Z_{mW_i}+Z_{mV_i}.Z_{mW_i}}{(Z_{mU_i}-Z_{mV_i}-Z_{mW_i})} \quad \text{(II.7)}$$

$$Z_V(\omega_i)=\frac{{Z_{mU_i}}^2+{Z_{mV_i}}^2+{Z_{mW_i}}^2}{2.(Z_{mV_i}-Z_{mU_i}-Z_{mW_i})}-\frac{Z_{mU_i}.Z_{mV_i}+Z_{mU_i}.ZmW_i+Z_{mV_i}.Z_{mW_i}}{(Z_{mV_i}-Z_{mU_i}-Z_{mW_i})} \quad \text{(II.8)}$$

$$Z_W(\omega_i)=\frac{{Z_{mU_i}}^2+{Z_{mV_i}}^2+{Z_{mW_i}}^2}{2.(Z_{mW_i}-Z_{mV_i}-Z_{mU_i})}-\frac{Z_{mU_i}.Z_{mV_i}+Z_{mU_i}.Z_{mW_i}+Z_{mV_i}.Z_{mW_i}}{(Z_{mW_i}-Z_{mV_i}-Z_{mU_i})} \quad \text{(II.9)}$$

II.4. Synthèse du modèle proposé

Un transformateur à trois colonnes est composés de trois enroulements, montés sur les colonnes ferromagnétiques, couplés magnétiquement (inductances mutuelles) et électriquement (capacités entre enroulements). Par ailleurs, les trois colonnes de noyau présentent une asymétrie entre les trajets magnétiques correspondant à chaque phase du transformateur sur la bande passante basse fréquence due principalement au noyau magnétique [18], [35] et [50]. De ce fait, l'étude de comportement du transformateur sur la bande passante basse et haute fréquence est critique afin de prédire son état de fonctionnement. Toutefois, les comportements fréquentiels des bobines du transformateur représentés sur la figure II.7 ont été obtenus pour chaque phase en utilisant les équations (II.7) - (II.9). D'autre part, la dissymétrie entre les circuits magnétiques de chaque phase est reflétée dans les courbes de réponse en fréquence. De ce fait, deux pics de résonances apparaissent sur les réponses en fréquence des phases latérales (Z_V et Z_W), alors qu'un seul pic de résonance apparaît sur la réponse de la phase centrale (Z_U), ceci peut être observé en basse fréquence autour de 20 Hz-5 kHz. Tandis que, au-delà de cette gamme de fréquences, les trois courbes d'impédance (Z_U, Z_V et Z_W) sont presque confondues, avec une légère différence due a de légère dissymétrie dans l'effet capacitif (isolation) du transformateur. À la différence du

modèle proposé par Herera et al. [18] traduisant le comportement de chaque phase en basses fréquences, le modèle proposé dans cette étude se compose de plusieurs cellules RLC parallèle représentent ainsi les caractéristiques de chaque phase du transformateur dans les basses et hautes fréquences.

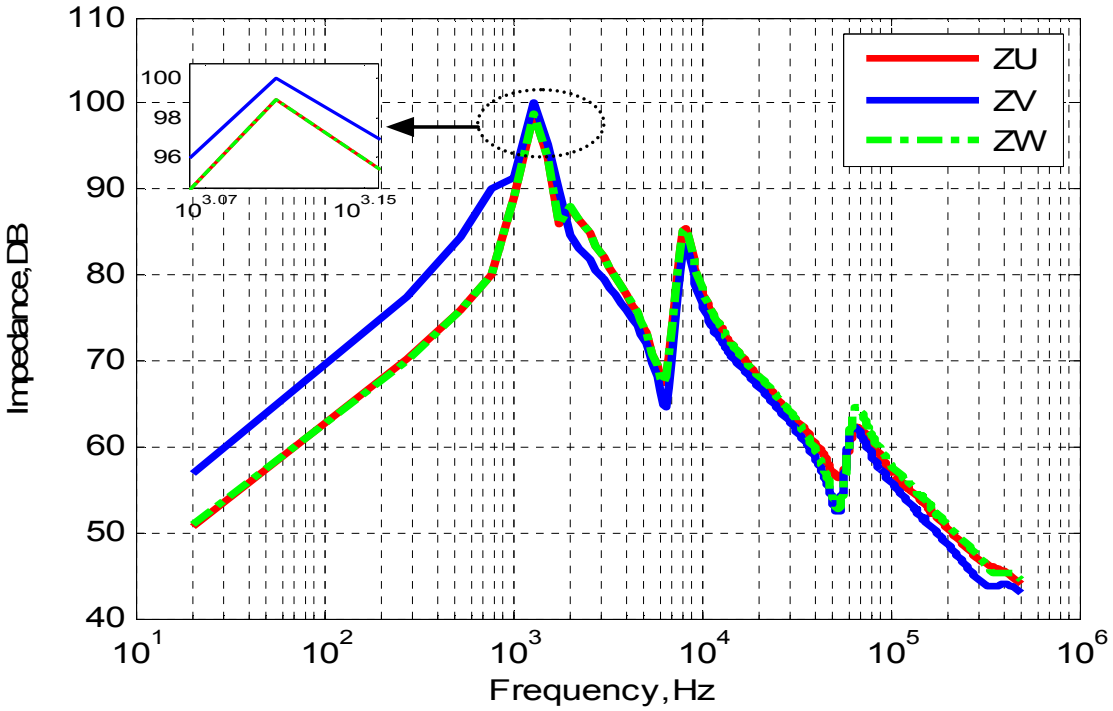


Figure II.7 : *Comparaison entre les impédances Z_U, Z_V et Z_W des phases U, V et W*

Les paramètres L_U, L_V et L_W, représentent les inductances de magnétisation de chaque phase du transformateur, qui sont liés aux réluctances de la phase, comme indiqué dans l'équation (II.10) [18].

$$L_U = \frac{{N_U}^2}{\mathcal{R}_U} \qquad L_V = \frac{{N_V}^2}{\mathcal{R}_V} \qquad L_W = \frac{{N_W}^2}{\mathcal{R}_W} \tag{II.10}$$

Où $\mathcal{R}_U$, $\mathcal{R}_V$ et $\mathcal{R}_W$ sont les réluctances magnétiques et N_U, N_V et N_W sont les nombres de spires sur chaque enroulement des phases U, V et W.

Dans un transformateur dans un état sain, l'inductance L_V sera supérieure aux inductances latérales (L_U et L_W) en basses fréquences, car le circuit magnétique de la phase centrale a une réluctance plus faible. D'autre part, les inductances L_U et L_W seront approximativement égales. En outres, aux fréquences supérieures à 5 kHz, les inductances L_U,

L_V et L_W sont quasi égaux car la profondeur de pénétration du champ magnétique diminue avec l'augmentation de la fréquence.

Les paramètres R_U, R_V et R_W associés à chaque phase du transformateur représentent les pertes de puissance active dans chaque phase du noyau et des enroulements du transformateur en basse et haute fréquence. Dans l'équation (II.11), une relation est montrée entre la perte de puissance active et la valeur du paramètre résistif pour chaque phase du transformateur [18].

$$R_U = \frac{{V_U}^2}{P_{0U}} \qquad R_V = \frac{{V_V}^2}{P_{0V}} \qquad R_W = \frac{{V_W}^2}{P_{0W}} \tag{II.11}$$

Où V_U, V_V et V_W sont les tensions de test et P_{0U}, P_{0V} et P_{0W} sont les pertes de puissance de noyau.

Enfin, les paramètres C_U, C_V et C_W associés à chaque phase du transformateur représentent l'énergie stockée dans les enroulements de chaque phase du transformateur sur les gammes basses, moyennes et hautes fréquences. Cependant, une relation est montrée entre l'énergie stockée dans chaque enroulement et les valeurs des capacités de chaque phase du transformateur est illustrée dans l'équation (II.12).

$$C_U = \frac{2W_U}{{V_U}^2} \qquad C_V = \frac{2W_V}{{V_V}^2} \qquad C_W = \frac{2W_W}{{V_W}^2} \tag{II.12}$$

Où W_U, $W_V$et W_W sont les énergies électrique stockées sur les phases U, V et W.

Par conséquent, le modèle proposé est synthétisé en utilisant la réponse en fréquence mesurée sur chaque phase du transformateur selon les références [18], [33]. D'autre part, la construction du circuit équivalent est déduite pour chaque phase, et elle consiste en une cascade de cellules RLC parallèles dont les paramètres sont identifiés selon l'organigramme de la figure II.8 [46], [47]. La figure II.9 montre le modèle équivalent du transformateur triphasé.

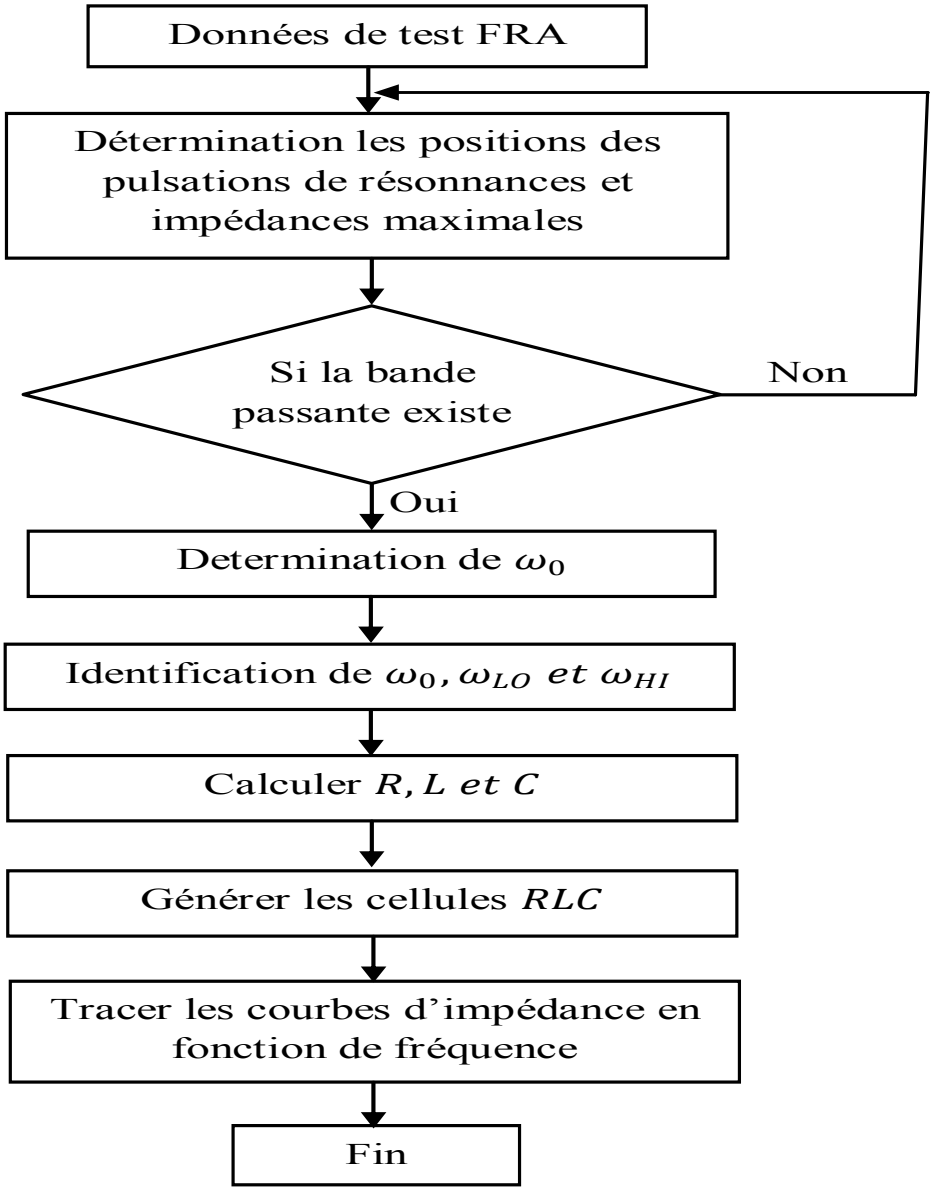


Figure II.8 : *Organigramme du modèle proposé*

La procédure de diagnostic des défaillances de transformateurs dans le domaine FRA est généralement basée sur la comparaison entre deux traces FRA dans le régime fréquentiel, l'une correspondant au transformateur à l'état de référence (à l'état supposé sain) et l'autre du transformateur dans un état défectueux. De ce fait, afin d'utiliser ce modèle pour la détection et la localisation des défauts du transformateur triphasé, deux mesures de la réponse en fréquence sur un transformateur sain et défectueux sont nécessaires. Chaque mesure FRA doit être modélisée séparément pour déterminer les paramètres du modèle en utilisant l'algorithme expliqué ci-dessus. Les changements dans l'analyse des paramètres des deux modèles du transformateur sain et défectueux peuvent donner une indication du type et du point des

défauts. Les changements de pourcentage entre les paramètres des deux modèles peuvent être calculés [49], [70] et [71] pour trouver une corrélation entre les paramètres du modèle proposé et le type de défaut.

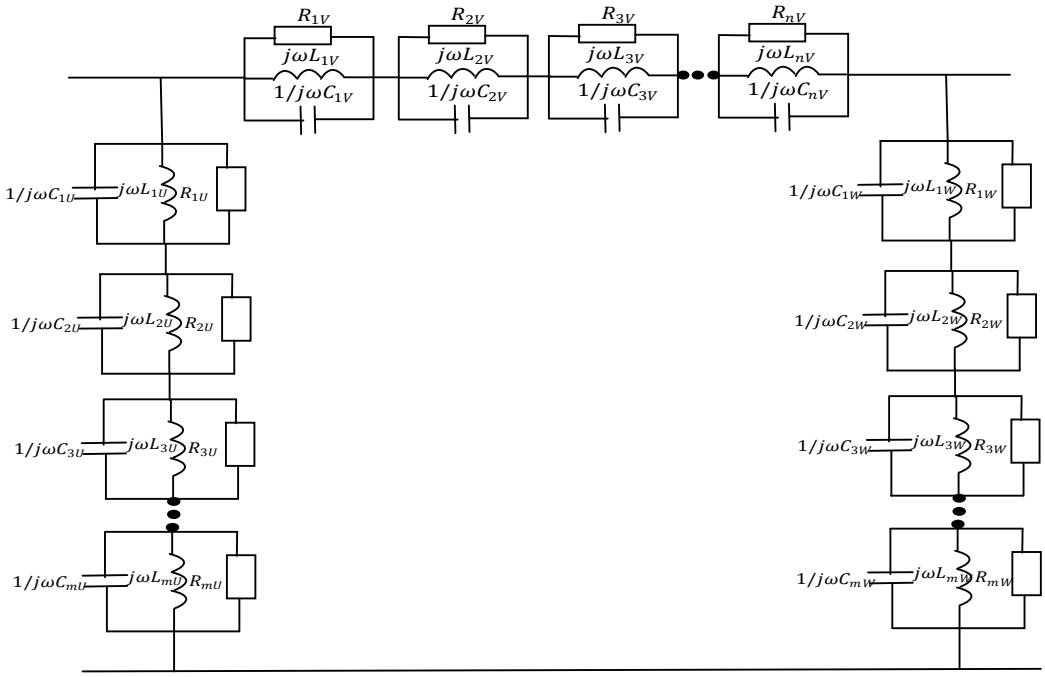


Figure II.9 : *Modèle proposé du transformateur triphasé*

II.5. Validation expérimentale

Le modèle proposé a été validé expérimentalement sur un transformateur de laboratoire de puissance 300 VA, 220V/380V. La fonction de transfert de l'impédance des enroulements du transformateur peut être mesurée directement à l'aide du LCR mètre (LCR meter 8105G) (voir l'annexe 1). Cependant, l'acquisition de données de l'impédance en fonction de la fréquence a été faite en utilisant un port RS-232 C. Cela donne un résultat d'analyse de l'impédance par rapport à la fréquence ou l'impédance par rapport à la tension appliquée sur une large gamme de fréquence de test allant jusqu'à 5 MHz. Cette appareil de mesure offre précision, polyvalence et haute résolution pour une large gamme de mesures de paramètres, y compris la mesure de résistance en courant continu et la surveillance de tension / courant. Le banc d'essai est illustré par la figure II.10.

Le circuit équivalent du transformateur triphasé représenté sur la figure II.9, dont les paramètres sont identifiés en utilisant des mesures de données FRA. Les résultats obtenus à

partir des mesures sur les trois phases du transformateur sont comparées à ceux estimés en utilisant la méthode des cellules RLC et montrés sur la figure II.11. (a), (b) et (c).

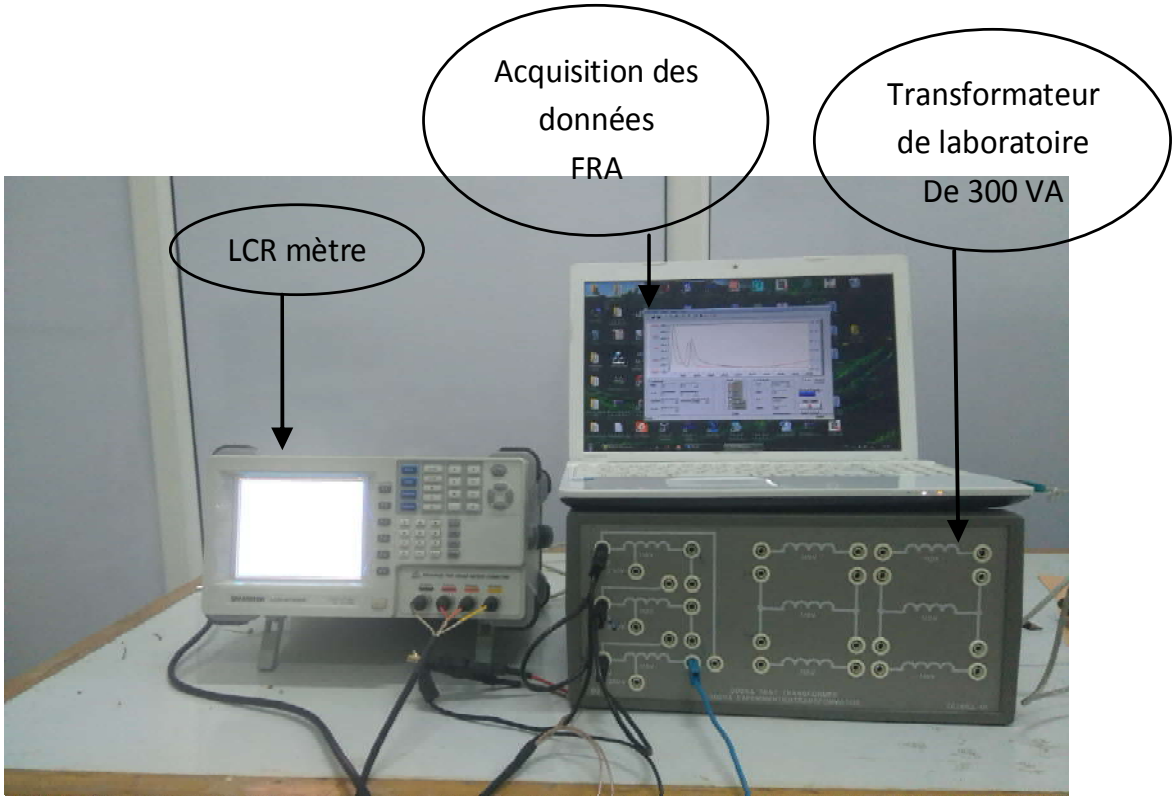


Figure II.10 : *Banc d'essai*

Paramètres	**Phase U**			**Phase V**			**Phase W**		
	$R_U\ (\Omega)$	$L_U\ (H)$	$C_U\ (F)$	$R_V\ (\Omega)$	$L_V\ (H)$	$C_V\ (F)$	$R_W\ (\Omega)$	$L_W\ (H)$	$C_W\ (F)$
Pic 1	87949,9	4,3199	$3{,}603\times10^{-9}$	100115,4	4,91749	$3{,}464\times10^{-9}$	87952,6	4,3201	$3{,}602\times10^{-9}$
Pic 2	18652,2	0,0648	$5{,}662\times10^{-9}$	14594,5	0,0507	$7{,}236\times10^{-9}$	18741,8	0,06512	$5{,}635\times10^{-9}$
Pic 3	1305,9	0,0012	$4{,}988\times10^{-9}$	1310,6	0,00096	$6{,}227\times10^{-9}$	1430,6	0,00108	$5{,}255\times10^{-9}$

Tableau II.1 : *Paramètres R, L et C du modèle proposé pour chaque phase U, V et W*

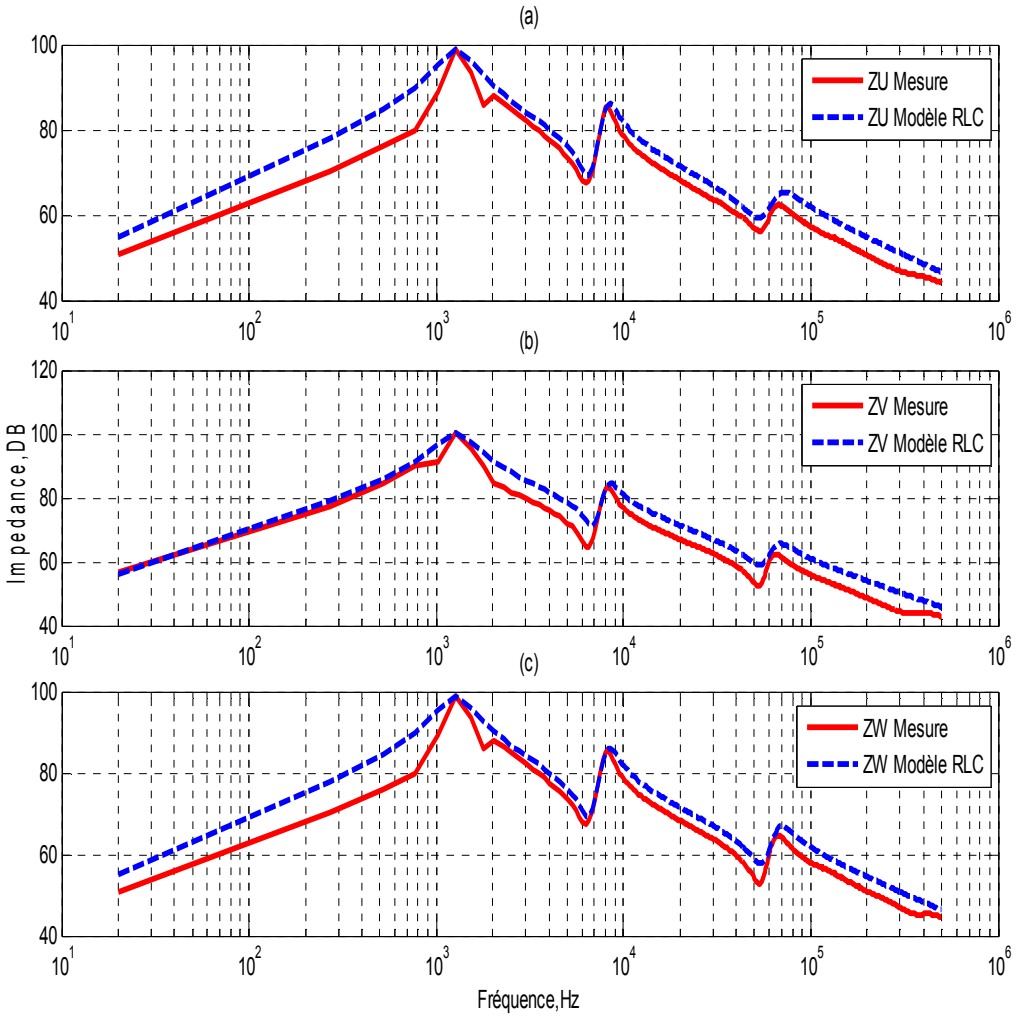


Figure II.11 : *Comparaison des impédances mesurées sur chaque phase du transformateur à celles estimées par le modèle RLC (a): phase U, (b): phase V et (c): phase W*

Les paramètres du modèle ont été identifiés pour chaque phase du transformateur en utilisant la méthode des cellules RLC expliquée dans la figure II.8. Ces paramètres sont présentés dans le tableau II.1. Cependant, l'effet magnétique apparaît sur les paramètres du modèle dans la gamme basse fréquence entre 20 Hz et 5 kHz, dans lequel l'influence magnétique des deux phases latérales de la phase centrale apparaît clairement sur la valeur de l'inductance du premier pic. Toutefois, la valeur de l'inductance de la phase centrale est supérieure à celles des phases latérales qui sont sensiblement égales ($L_V > L_U \approx L_W$) sur la gamme basse fréquence. Par ailleurs, à haute fréquence, les valeurs d'inductances des phases du transformateur sont proches avec certaines différences dues à probablement en légère dissymétrie de construction des bobines (le noyau et/ ou enroulements) du transformateur car l'effet du champ magnétique diminue avec l'augmentation de la fréquence.

Dans la bande basse fréquence ; la valeur de la résistance R_V du premier pic associée à la phase centrale a la plus grande valeur que celles des phases latérales qui sont très proches ($R_V > R_U \approx R_W$), ce qui signifie que cette phase a une perte plus faible en raison de la plus faible longueur de son circuit magnétique par rapport à celle latérale. Tandis que, dans la bande supérieure à 5 kHz, les valeurs des résistances R_U, R_V et R_W des phases du transformateur sont très proches ($R_V \approx R_U \approx R_W$), ce qui montre que les pertes du circuit magnétique des trois phases sont approximativement égales en hautes fréquences. D'autre part, l'effet électrique des enroulements du transformateur est représenté par les capacités qui apparaissent dans la haute fréquence. Dans lequel on peut voir à partir de tableau II.1 que la capacité associé à la phase centrale est supérieure à celle des phases latérales ($C_V > C_U \approx C_W$) ce qui signifie que le stockage d'énergie électrique dans cette phase est plus important par rapport à celles des phases latérales. En revanche, dans un transformateur en bon état, ces paramètres sont approximativement égaux ($C_U \approx C_V \approx C_W$) dans la gamme basse fréquence, car les enroulements des trois phases sont construits avec la même géométrie. Par conséquent, la possibilité de diagnostic des défauts du noyau du transformateur peut être effectuée à basse fréquence, de sorte que la déformation et / ou le déplacement des enroulements du transformateur peuvent être analysés en basse et haute fréquence en utilisant le modèle proposé. En effet, les paramètres de ce modèle équivalent à un transformateur triphasé sont très sensibles aux changements géométriques des enroulements et/ou de circuit magnétique du transformateur. De ce fait, l'existence de petites déformations mécaniques ou une mauvaise construction des enroulements provoquent un changement des paramètres du modèle.

Conclusion

Dans ce chapitre, une approche de modélisation d'un transformateur triphasé a été effectuée en se basant sur des simples tests de faible puissance (non destructifs). Le modèle proposé prend en compte le couplage électromagnétique présent entre les enroulements du transformateur triphasé en séparant les pertes magnétiques et les effets électriques en basse et haute fréquence de chaque phase en utilisant les informations de mesures de la réponse en fréquence FRA. Ce modèle consiste en une série de cellules RLC parallèles, où ses paramètres sont identifiés en fonction des points de résonance et de la bande passante de la réponse FRA obtenue sur chaque phase du transformateur. Le modèle peut être utilisé pour évaluer les courbes FRA en basses et hautes fréquences, car les paramètres ont une

signification physique des phénomènes qui se produisent dans le noyau et les enroulements du transformateur triphasé. En plus de cela, les propriétés magnétiques et électriques des bobines du transformateur triphasé ont été analysées en se basant uniquement sur la réponse FRA obtenue sur chaque phase et les paramètres du modèle. Enfin, ce modèle a été validé expérimentalement sur un transformateur de laboratoire de puissance 300 VA.

Dans le chapitre suivant, on s'intéressera à un développement d'une approche analytique pour calculer la fonction de transfert de ce modèle équivalent à un transformateur triphasé afin de mieux comprendre le comportement fréquentiel de ce dernier.

Chapitre III

Nouvelle expression analytique généralisée de la fonction de transfert du modèle RLC équivalent du transformateur

Introduction

Depuis de nombreuses années, L'application de la méthode de fonction de transfert (FT) en tant que mesure pour la détection des défauts mécaniques des enroulements des transformateurs a fait l'objet de plusieurs recherches [72]-[77]. Par ailleurs, la conversion des données de la fonction DPI 'driving point impedance' en une fonction de transfert « en domaine 's'» peut être considérée un outil efficace afin d'étudier les propriétés fréquentielles du transformateur et comme un outil de détection et localisation des déformations internes des enroulements du transformateur [27], [28], [72]-[78]. Dans ce chapitre, une nouvelle procédure a été développée pour convertir la réponse de l'impédance en un rapport de polynôme en se basant sur le modèle en cascade des cellules RLC parallèle. La nouvelle approche analytique proposée pour calculer la fonction de transfert du modèle en cascade de cellules RLC parallèles équivalent au transformateur triphasé a été mise en œuvre afin d'étudier ses comportements fréquentiels. Les coefficients du numérateur et dénominateur de la fonction de transfert ont été déterminés en fonction des paramètres de chaque cellule du modèle RLC obtenu à partir des tests FRA sur chaque phase du transformateur. En outre, la fonction de transfert développée a été généralisée pour un nombre infini de cellules du modèle RLC. En suite, les pôles et les zéros de la fonction de transfert ont été utilisés pour une interprétation physique des comportements fréquentiels des enroulements du transformateur.

III.1. Objectif et motivation

L'analyse de la réponse en fréquence est une méthode qui permet l'interprétation et la compréhension des comportements fréquentiels des transformateurs. Elle est considérée comme un outil de détection des déformations mécaniques survenant dans les enroulements et peut être utilisée pour la modélisation de leur comportement fréquentiel. Par ailleurs, trouver une approche analytique pour convertir la réponse fréquentielle mesurée d'un enroulement du transformateur en une fonction de transfert est une tâche importante afin d'analyser, interpréter et de mieux comprendre les caractéristiques fréquentielles des bobinages du transformateur.

III.2. Approche analytique pour l'analyse du comportement fréquentiel des enroulements

III.2.1. Etude d'un cas général : circuit RLC parallèle

Considérons un circuit parallèle comprenant une résistance (R), une inductance (L) et une capacité (C) alimenté sous une source de tension sinusoïdale idéale à une amplitude constante et une fréquence variable. Il est bien connu que dans ce circuit, l'impédance complexe d'entrée Z peut être exprimée sous la forme suivante:

$$\bar{Z} = \frac{1}{(1/R)+j(\omega C-1/\omega L)} \qquad \text{(III.1)}$$

Par conséquent,

$$\bar{Z} = Re(Z) + jIm(Z)$$

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{(1/R^2)+(\omega C-1/\omega L)^2}} \qquad \text{(III.2)}$$

Il est connu que la base de données de l'impédance mesurée par la méthode SFRA est un vecteur composé de nombres complexes obtenus à chaque fréquence. Pour un tel comportement fréquentiel, les maximas sont atteints lorsque la partie réactive de l'impédance est nulle à une fréquence particulière appelée fréquence de résonance f_r (figure III.1). A cette fréquence les réactances inductives et capacitives s'égalisent rendant ainsi le comportement du circuit purement actif.

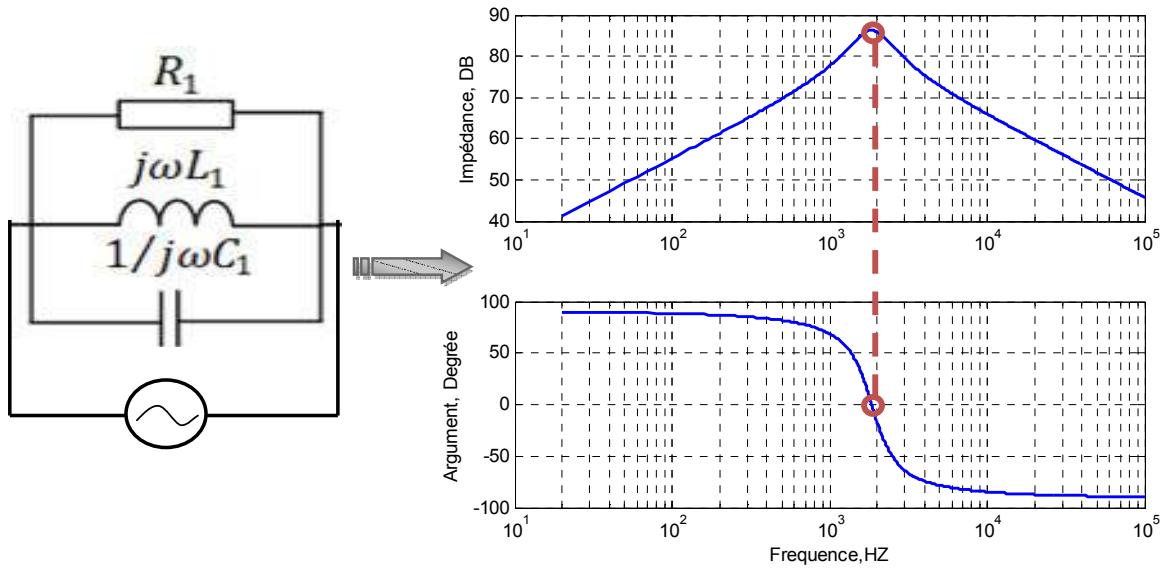


Figure III.1 : *Comportement fréquentiel d'un circuit RLC parallèle*

Les auteurs [28] ont noté que lors de la résonance trois conditions doivent être satisfaites simultanément à savoir:

• La partie réactive de l'impédance est exactement nulle

• Le circuit est purement résistif

• L'angle de phase entre la tension d'entrée et le courant d'entrée est exactement nul

Cependant, dans le comportement fréquentiel de l'enroulement du transformateur, il peut apparaître des cas de résonances qui ne satisfassent pas les trois conditions simultanées citées, car les parties réelles et imaginaires de l'impédance sont en fonctions de la fréquence et d'autres éléments du modèle équivalent, les maximas/minimas de |Z| ne peuvent pas être anticipés / prévus lorsque la partie imaginaire est nulle.

III.2.2. Expression analytique généralisée de la fonction de transfert du modèle RLC

La mesure de la réponse en fréquence de l'impédance des enroulements du transformateur donne un signal composé de points de résonance, où chaque point de résonance peut être modélisé par un circuit RLC parallèle (voir le chapitre II), dont les paramètres R, L et C peuvent être calculés à partir de ces points de résonance en utilisant la

fréquence de résonance et la bande passante. L'arrangement en série de ces cellules est un modèle équivalent d'un enroulement du transformateur tel qu'illustré par la figure II.3 (voir chapitre II). Le modèle en cascade des cellules RLC parallèle est basé donc sur la mesure des données de la réponse en fréquence de l'impédance obtenue à l'aide du LCR mètre aux bornes des bobines des transformateurs.

Dans le modèle en cascade des cellules RLC parallèle, les cellules sont mises en cascade dont le nombre de cellules dépend du nombre des points de résonance présents dans la réponse fréquentielle mesurée.

L'ensemble des paramètres R, L et C de chaque cellule illustrés dans la figure II.3 forment donc un bloc dit résonant, où k étant le nombre de blocs résonants de la réponse de l'enroulement du transformateur. Toutefois, chaque bloc résonant provient de l'équation du second degré résultant de la fonction de transfert, qui est obtenue à partir de l'identification de la courbe de $Z(f)$ du transformateur. La fonction de transfert ainsi obtenue est un rapport de deux polynômes ; dont le polynôme du numérateur est d'ordre 2k-1 et celui de dénominateur est d'ordre égal à 2k. Par conséquent, le nombre de paramètres nécessaires pour établir le circuit équivalent du transformateur est lié à l'ordre du polynôme du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert qui résulte de l'identification de la courbe de l'impédance de base.

L'impédance équivalente $Zeq_{1,2,..k}$ du circuit RLC parallèle pour k section dans le domaine fréquentiel (s domaine) peut être calculée par l'équation (III.1) suivante.

$$Zeq_{1,2,..k} = \frac{R_1 L_1 s}{R_1 L_1 C_1 s^2 + L_1 s + R_1} + \frac{R_2 L_2 s}{R_2 L_2 C_2 s^2 + L_2 s + R_2} + \cdots + \frac{R_k L_k s}{R_k L_k C_k s^2 + L_k s + R_k} \quad \text{(III.1)}$$

L'impédance équivalente Zeq_k pour k cellules après simplification devient:

$$Zeq_k = \frac{\sum_{i=1}^{2k-1} a_i s^{2k-i}}{\sum_{i=0}^{2k} b_i s^{2k-i}} \quad \text{(III.2)}$$

Avec:

2k-1 et 2k + 1 sont les nombres de coefficients du numérateur et du dénominateur de Zeq_k respectivement.

Les coefficients des polynômes du numérateur et du dénominateur de Zeq_k pour les cellules k sont:

$a_1, a_2, \dots, a_{2k-1}$ sont les coefficients des polynômes du numérateur, $s^{2k-1}, s^{2k-2}, \dots, s^1$ respectivement, et $b_0, b_1, \dots, b_{2k}$ sont les coefficients des polynômes du dénominateur, $s^{2k}, s^{2k-1}, \dots, s^0$ respectivement.

L'impédance équivalente Zeq_{k-1} pour k-1 cellules est:

$$Zeq_{k-1} = \frac{\sum_{i=1}^{2k-3} g_i s^{(2k-2)-i}}{\sum_{i=0}^{2k-2} d_i s^{(2k-2)-i}} \qquad \text{(III.3)}$$

Les coefficients des polynômes de numérateur et dénominateur de Zeq_{k-1} pour les cellules k-1 sont:

$g_1, g_2, \dots, g_{2k-3}$ sont les coefficients des polynômes du numérateur, $s^{2k-3}, s^{2k-4}, \dots, s^1$, respectivement, et $d_0, d_1, \dots, d_{2k-2}$ sont les coefficients des polynômes du dénominateur, $s^{2k-2}, s^{2k-3}, \dots, s^0$, respectivement.

Les coefficients des polynômes numérateur et dénominateur de Zeq_k sont calculés à partir des coefficients du numérateur et des polynômes dénominateurs de Zeq_{k-1} respectivement ci-dessous.

- Coefficients du numérateur:

$$\begin{aligned}
a_1 &= R_k L_k C_k g_1 + 0 + 0 + R_k L_k d_0 \\
a_2 &= R_k L_k C_k g_2 + L_k g_1 + 0 + R_k L_k d_1 \\
a_3 &= R_k L_k C_k g_3 + L_k g_2 + R_k g_1 + R_k L_k d_2 \\
a_4 &= R_k L_k C_k g_4 + L_k g_3 + R_k g_2 + R_k L_k d_3 \\
&\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \\
a_{2k-3} &= R_k L_k C_k g_{2k-3} + L_k g_{2k-4} + R_k g_{2k-5} + R_k L_k d_{2k-4} \\
a_{2k-2} &= 0 + L_k g_{2k-3} + R_k g_{2k-4} + R_k L_k d_{2k-3} \\
a_{2k-1} &= 0 + 0 + R_k g_{2k-3} + R_k L_k d_{2k-2}
\end{aligned}$$

- Coefficients du dénominateur

$$\begin{aligned}
b_0 &= R_k L_k C_k d_0 + 0 + 0 \\
b_1 &= R_k L_k C_k d_1 + L_k d_0 + 0 \\
b_2 &= R_k L_k C_k d_2 + L_k d_1 + R_k d_0
\end{aligned}$$

$$
\begin{aligned}
b_3 &= R_k L_k C_k d_3 + L_k d_2 + R_k d_1 \\
b_4 &= R_k L_k C_k d_4 + L_k d_3 + R_k d_2 \\
&\vdots \qquad\qquad \vdots \qquad\quad \vdots \qquad\quad \vdots \\
b_{2k-2} &= R_k L_k C_k d_{2k-2} + L_k d_{2k-3} + R_k d_{2k-4} \\
b_{2k-1} &= 0 + L_k d_{2k-2} + R_k d_{2k-3} \\
b_{2k} &= 0 + 0 + R_k d_{2k-2}
\end{aligned}
$$

Les coefficients du numérateur et de dénominateur peuvent être exprimés sous la forme matricielle par les équations (III.4) et (III.5) suivantes :

$$
\begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ . \\ . \\ . \\ a_{2k-3} \\ a_{2k-2} \\ a_{2k-1} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_k L_k C_k & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 & \cdots \\ \vdots & 0 & R_k L_k C_k & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ . \\ . \\ . \\ g_{2k-3} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & L_k & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & L_k & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} 0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ . \\ . \\ . \\ g_{2k-3} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & 0 & R_k & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & R_k \end{bmatrix} \times
$$

$$
\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ . \\ . \\ . \\ g_{2k-3} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} R_k L_k & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & R_k L_k \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ . \\ . \\ . \\ d_{2k-4} \\ d_{2k-3} \\ d_{2k-2} \end{pmatrix} \qquad \text{(III.4)}
$$

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ . \\ . \\ . \\ b_{2k-2} \\ b_{2k-1} \\ b_{2k} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_k L_k C_k & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & 0 & R_k L_k C_k & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ . \\ . \\ . \\ d_{2k-2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & L_k & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & L_k & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} 0 \\ d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ . \\ . \\ . \\ d_{2k-2} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & 0 & R_k & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & R_k \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ . \\ . \\ . \\ d_{2k-2} \end{pmatrix} \quad \text{(III.5)}$$

III.2.2.1. Fonction de transfert pour le modèle RLC à deux sections (k=2)

Le calcul des coefficients de numérateur et de dénominateur de la fonction de transfert de la $2^{ième}$ cellule s'effectue en fonction des coefficients de la cellule précédente ($1^{ière}$cellule). Les coefficients de numérateur et dénominateur de la $1^{ière}$cellule sont :

- Coefficients de numérateur

g_1=$R_1 L_1$

- Coefficients de dénominateur

d_0= $R_1 L_1 C_1$

d_1=L_1

d_2=R_1

Les coefficients de numérateur et de dénominateur respectivement de la $2^{ième}$cellule sont déterminés en utilisant les équations (III.4) et (III.5).

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_2L_2C_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} g_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} 0 \\ g_1 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ g_1 \end{pmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} R_2L_2 & 0 & 0 \\ 0 & R_2L_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_2L_2 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_2L_2C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2L_2C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2L_2C_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} 0 \\ d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ 0 \end{pmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ d_0 \\ d_1 \\ d_2 \end{pmatrix}$$

Et la fonction de transfert pour k=2 est obtenue ;

$$Zeq_k = \frac{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s}{b_0 s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4}$$

III.3. Construction de la fonction de transfert du transformateur

Les explications concernant l'impédance de l'enroulement du transformateur peuvent être mieux illustrées en utilisant la fonction de transfert développée dans ce chapitre. A cet effet, considérons le modèle de cellules RLC des réponses fréquentielles des trois phases du transformateur étudié dans le chapitre II. La construction de la fonction de transfert de chaque phase est basée sur les paramètres des circuits RLC, cette dernière obtenue par la mesure de l'impédance en fonction de la fréquence.

Comme il a été démontré précédemment, les coefficients du numérateur et du dénominateur sont calculés à partir des valeurs des paramètres RLC de chaque cellule du modèle de la phase correspondante en utilisant les équations (III.4) et (III.5).

Par exemple la fonction de transfert $Z(f)$ de la phase U est obtenue à partir des paramètres RLC du modèle équivalent basé sur l'impédance fréquentielle mesurée qui sont donnés par le tableau III.1:

Paramètres	**Phase U**		
	$\boldsymbol{R_U}$ **(Ω)**	$\boldsymbol{L_U}$ **(H)**	$\boldsymbol{C_U}$ **(F)**
Pic 1	87949,9	4,3199	$3{,}603\times10^{-9}$
Pic 2	18652,2	0,0648	$5{,}662\times10^{-9}$
Pic 3	1305,9	0,0012	$4{,}988\times10^{-9}$

Tableau III.1 : *Paramètres RLC du modèle pour chaque cellule de la phase U*

L'ordre de la fonction de transfert est obtenu par le nombre de point de résonance (nombre de cellule), dans ce cas k=3 en utilisant les équations (III.4) et (III.5), la fonction de transfert obtenue de la phase U est :

$$ZU(s) = \frac{4.608\times10^{-8}s^5 + 0.0055\,s^4 + 5687s^3 + 4.777\times10^{7}s^2 + 9.396\times10^{12}\,s}{6.904\times10^{-17}\,s^6 + 1.215\times10^{-11}s^5 + 1.257\times10^{-5}s^4 + 0.1869s^3 + 34607\,s^2 + 1.146\times10^{8}\,s + 2.142\times10^{12}}$$

La même procédure est utilisée pour les deux autres phases, dont les expressions sont données de l'annexe 2.

Les coefficients des fonctions de transfert des trois phases du transformateur sont récapitulés dans le tableau III.2.

La figure III.2. (a), (b) et (c) représentent la comparaison graphique entre la réponse en fréquence de l'impédance en DB obtenue à partir de modèle de cellules RLC parallèles et celle de la fonction de transfert développée.

	Les coefficients des fonctions de transfert					
	Phase U		Phase V		Phase W	
s^i	Numérateur	Dénominateur	Numérateur	Dénominateur	Numérateur	Dénominateur
s^6	0	6.9036×10^{-17}	0	6.5572×10^{-17}	0	7.6567×10^{-17}
s^5	4.6083×10^{-8}	1.2149×10^{-11}	4.0310×10^{-8}	8.8619×10^{-12}	4.9411×10^{-8}	1.1151×10^{-11}
s^4	0.0055	1.2572×10^{-5}	0.0040	1.1223×10^{-5}	0.0051	1.3812×10^{-5}
s^3	5.6872×10^{3}	0.1869	5.0815×10^{3}	0.1613	6.2609×10^{3}	0.1994
s^2	4.7769×10^{7}	3.4607×10^{4}	4.4578×10^{7}	3.0919×10^{4}	5.0895×10^{7}	3.8076×10^{4}
s^1	9.3957×10^{12}	1.1464×10^{8}	9.5163×10^{12}	1.0213×10^{8}	1.0344×10^{13}	1.2581×10^{8}
s^0	0	2.1422×10^{12}	0	1.9151×10^{12}	0	2.3582×10^{12}

Tableau III.2 : *Coefficients des fonctions de transfert des phases U, V et W*

L'importance de la fonction de transfert généralisée réside dans le fait que quelque soit le nombre de points de résonance présents dans la réponse fréquentielle mesurée du transformateur, elle peut être modélisée par une fonction de transfert est donc par un circuit électrique RLC correspondant qui peut être par la suite utilisée pour l'interprétation du comportement fréquentiel de l'enroulement et pour son diagnostic.

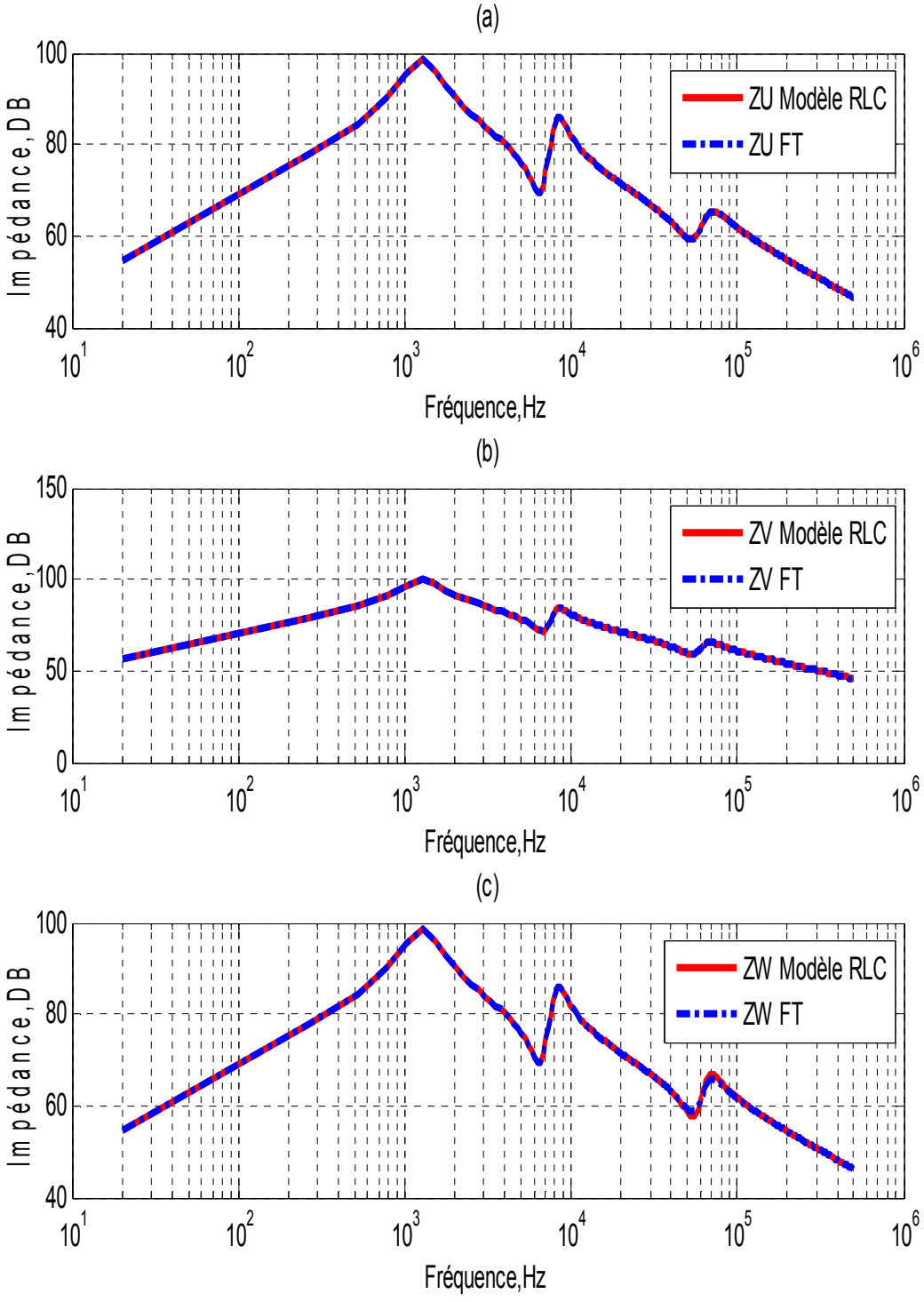


Figure III.2 : *Comparaison en DB entre les réponses en fréquence des impédances du modèle RLC à celle de la fonction de transfert (FT). (a): phase U, (b): phase V et (c):phase W*

III.4. Interprétation de la FRA en utilisant la fonction de transfert en fonction '*s*'

Les courbes de réponse de l'impédance des enroulements du transformateur du gain et de la phase peuvent être interprétées à partir de la position des pôles et des zéros de $Z\,(s)$. L'expression de $Z\,(s)$ peut se mettre sous la forme suivante:

$$Z(s) = k\frac{s(s-z_1)(s-z_1{}^*)\ldots(s-z_N)(s-z_N{}^*)}{(s-p_1)(s-p_1{}^*)\ldots(s-p_{N+1})(s-p_{N+1}{}^*)} \quad \text{(III.6)}$$

Cela mène à:

$$Z(j\omega) = k\frac{j\omega(j\omega-z_1)(j\omega-z_1{}^*)\ldots(j\omega-z_N)(j\omega-z_N{}^*)}{(j\omega-p_1)(j\omega-p_1{}^*)\ldots(j\omega-p_{N+1})(j\omega-p_{N+1}{}^*)} \quad \text{(III.7)}$$

Où

k : Facteur de gain scalaire

$z_N, z_N{}^*$: Paire de zéro complexe conjugué

$p_{N+1}, p_{N+1}{}^*$: Paire de pôle complexe conjugué

Il s'ensuit que:

$$|Z(j\omega)| = k\frac{N_0N_1\ldots N_N}{D_1D_2\ldots D_{N+1}} \quad \text{(III.8)}$$

L'argument de la fonction de transfert et ainsi peut s'écrire comme suit:

$$\arg\big(Z(j\omega)\big) = \arg(k) + \alpha_0 + \alpha_1 + \cdots + \alpha_N - \beta_1 - \beta_2 \ldots - \beta_{N+1} \quad \text{(III.9)}$$

Où α_q et β_p sont les arguments des vecteurs complexe de $q^{\text{ième}}$ zéro et $p^{\text{ième}}$ pôle respectivement. Comme le gain *k* est réel, donc $\arg(k)$ est 0 ou π.

III.4.1. Analyse des rapports des modules N_q/D_p

Afin de mettre en évidence l'influence des pôles et des zéros sur le comportement de la réponse fréquentielle, on prend l'exemple de la phase U du transformateur étudié en chapitre II dont la fonction de transfert $ZU(s)$ arrangée est donnée par :

$$ZU(s) = \frac{6.6752\times10^8\ \mathrm{s}\,(\mathrm{s}^2+\ 7005\mathrm{s}\ +\ 1.686\times10^9)(\mathrm{s}^2+\ 1.123\mathrm{e}05\mathrm{s}\ +\ 1.209\times10^{11})}{(\mathrm{s}^2+\ 3156\mathrm{s}\ +\ 6.425\times10^7)(\mathrm{s}^2+\ 9469\mathrm{s}\ +\ 2.725\times10^9)(\mathrm{s}^2+\ 1.634\mathrm{e}05\mathrm{s}\ +\ 1.772\times10^{11})}$$

A partir de la figure III.3, on remarque qu'en haute fréquence, l'action de chaque zéro z_q annule celle d'un pôle p_p : N_q/D_p tend vers 1, sauf pour N_0/D_1 un zéro réel intervient : le rapport de N_0/D_1 tend vert 0.

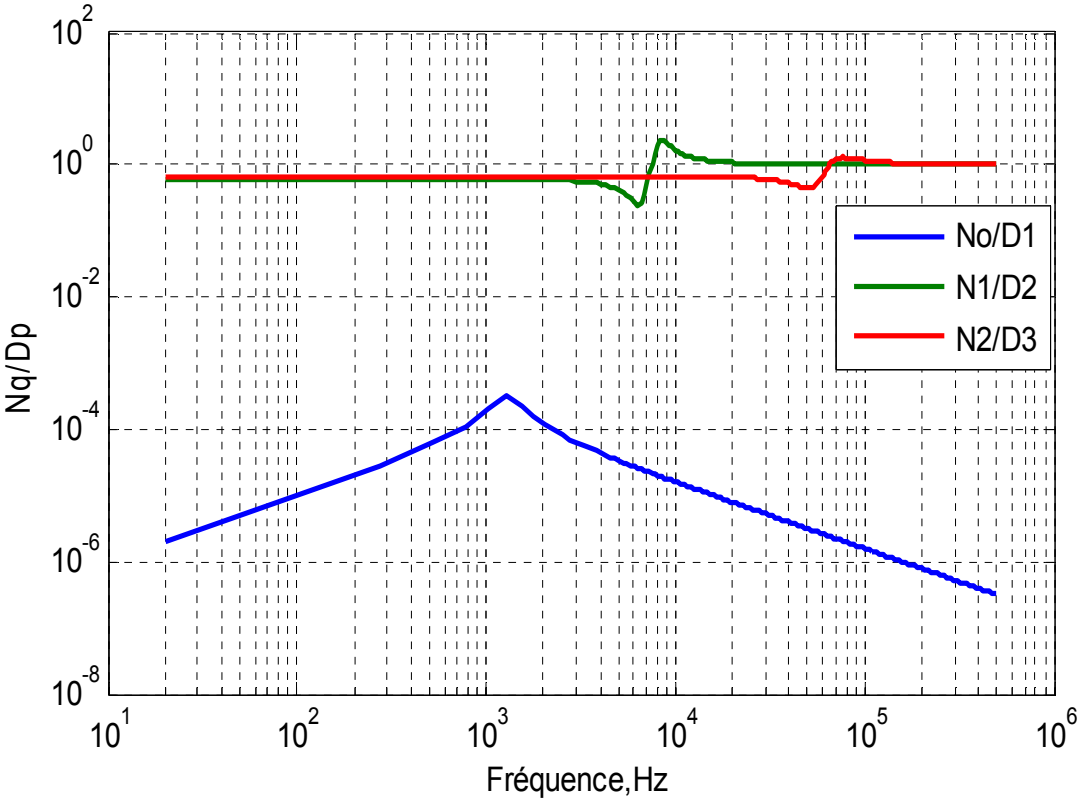


Figure III.3 : *Rapports des modules N_q/D_p*

L'analyse des modules des rapports des pôles-zéros conjugués N_q/D_p (figure III.3) montre que les maximas de ces rapports correspondent aux fréquences de résonances de l'enroulement considéré, tels qu'illustrés dans le tableau III.3.

	Fréquences de résonance en Hz	
	Mesurées	N_q/D_p
Pic 1	1276	1276
Pic 2	8300	8559
Pic 3	67250	71250

Tableau III.3 : *Fréquences de résonance mesurées et ceux des rapports N_q/D_p*

III.4.2. Analyse du plan complexe

La figure III.4 montre le plan complexe des pôles et des zéros, où on peut constater que, la position des pôles sont corresponds aux pics de résonances (les maximums de l'impédance) et la position des zéros sont corresponds aux fréquences de résonances (les minimums de l'impédance).

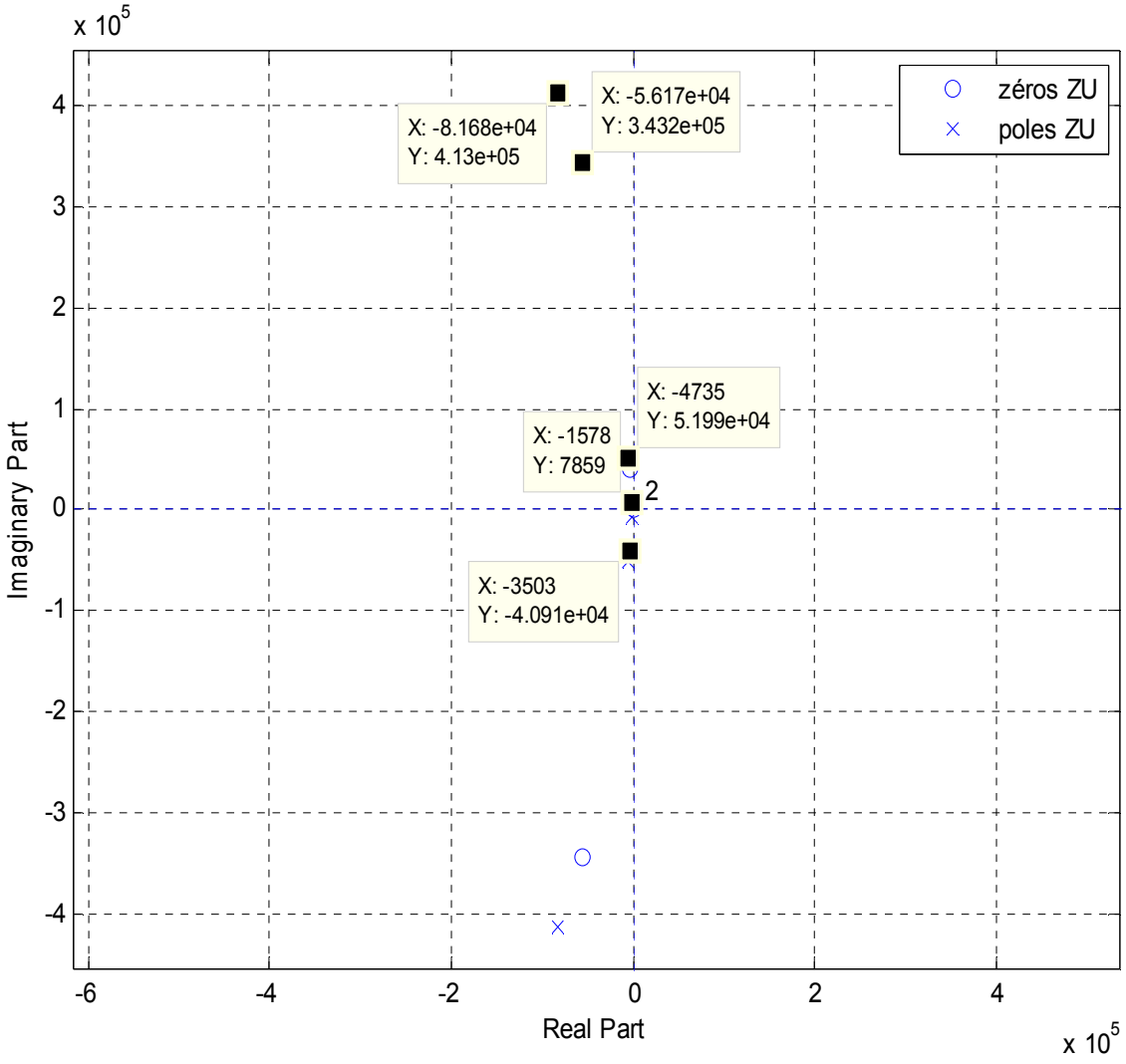


Figure III.4 : *Pôles-zéros de Z (s) de la phase U*

À partir de la figure III.4, nous pouvons voir que:

✓ Deux zéros à ω = 0, une paire de zéros conjugués complexes près de $\omega = 0.4 \times 10^5$, une paire de zéro conjugués complexes très proche de $\omega = 3.5 \times 10^5$, donc 02 paires de zéros conjugués complexes créer 02 minimums en faisant correspondre ceux trouvés sur le gain de la réponse fréquentielle de l'impédance (figure III.5 (a)).

✓ Une paire de pôles conjugués complexes proches de $\omega = 0.8 \times 10^4$, et un paire de pôles conjugués complexes près de $\omega = 0.5 \times 10^5$ et une paires de pôles conjugués complexes près de $\omega = 4 \times 10^5$, donc 03 paires de pôles conjugués complexes créer 03 points de résonance correspondant à ceux trouvés sur le Gain de la réponse fréquentielle de l'impédance (figure III.5 (a)).

III.4.3. Exploitation de la fonction de transfert

III.4.3.1. Construction de la fonction de transfert $H(s)$ à partir de $Z(s)$

Dans cette partie, l'approche développée a été utilisée pour la détermination de la fonction de transfert de rapport de tensions $H(s)$ qui est définie comme suit :

$H(s) = \frac{R_o}{Z(s)+R_o}$, avec R_o : est la résistance du câble coaxial de mesure.

L'étude est menée sur le transformateur triphasé 300 VA- 400/230V (voir chapitre II). La figure III.5. (a) et (b) montre respectivement les modules et les arguments des deux fonctions transfert $Z(s)$ et $H(s)$, où on peut constater que les fréquences de résonance correspond à des maximas de $Z(s)$ sont les mêmes que à ceux correspond à des minimas de la fonction de transfert $H(s)$. Les pôles et les zéros des fonctions de transfert $Z(s)$ et $H(s)$ de chaque phase du transformateur sont illustrés dans les tableaux III.4 et III.5 respectivement. A partir de la comparaison de ces tableaux, on peut noter que les pôles de $Z(s)$ sont les mêmes que les zéros de $H(s)$ et vis-versa.

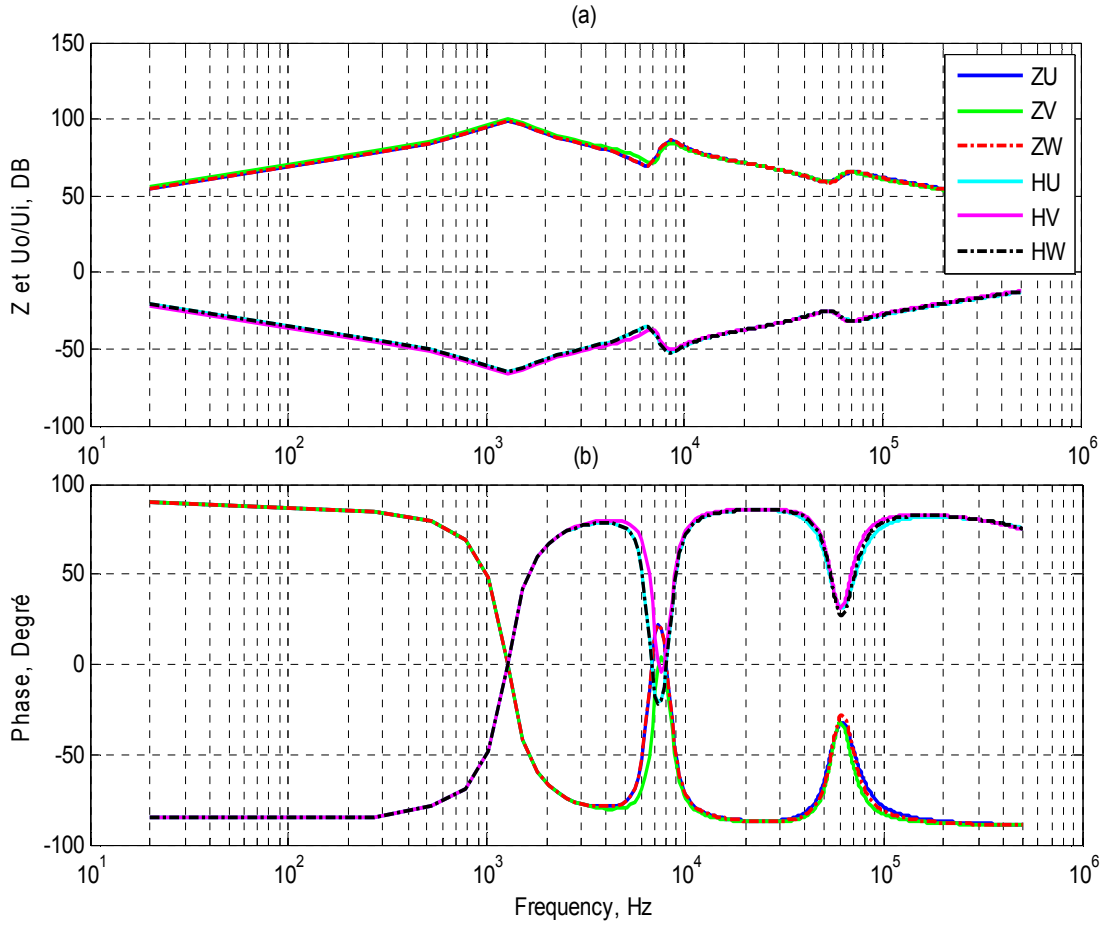


Figure III.5 : *Courbes des fonctions de transfert de l'impédance et de rapport de tentions avec ses phases respectives pour chaque phases U, V et W du transformateur.*

Les pôles et les zéros des fonctions de transfert $Z(s)$					
Phase U		Phase V		Phase W	
Pôles (rad/s)	Zéros (rad/s)	Pôles (rad/s)	Zéros (rad/s)	Pôles (rad/s)	Zéros (rad/s)
-1578 + 7859i	0.0000 + 0.0000i	*-1578 +7859i*	0.0000 + 0.0000i	-1578 + 7858i	0.0000 + 0.0000i
-1578 - 7859i	-3502 +40909i	*-1578 - 7859i*	-3768 + 43566i	-1578 - 7858i	-3490 + 40881i
-4734 + 51985i	-3502 - 40909i	*-4732 + 51987i*	-3768 - 43566i	-4732 + 51987i	-3490 - 40881i
-4734 - 51985i	-56172 + 343196i	*-4732 – 5198 7i*	-45846 + 348360i	-4732 - 51987i	-48117 + 349342i
-81677 + 412983i	-56172 - 343196i	*-61262 + 403777i*	-45846 - 348360i	-66507 + 414088i	-48117 - 349342i
-81677 - 412983i	-	*-61262 - 403777i*	-	-66507 - 414088i	-

Tableau III.4 : *Pôles et zéros des fonctions de transfert Z(s) des phases U, V et W*

Les pôles et les zéros des fonctions de transfert $H(s)$					
Phase U		Phase V		Phase W	
Pôles (rad/s)	Zéros (rad/s)	Pôles (rad/s)	Zéros (rad/s)	Pôles (rad/s)	Zéros (rad/s)
-0.0000 + 0.0000i	*-1578 + 7859i*	-0.0000 + 0.0000i	*-1578 + 7859i*	-0.0000 + 0.0000i	*-1578 +7859i*
-3503+40909i	*-1578 + 7859i*	*-3769+43566i*	*-1578 - 7859i*	*--3490 + 40881i*	*-1578 - 7859i*
-3503 -40909i	*-4734+ 51985i*	*-3769- 43566i*	*-4733 +51987i*	*-3490 - 40881i*	*-4733 + 51988i*
-56172 + 343197i	*-4734- 51985i*	*-45847 + 348361i*	*-4733 - 51987i*	*-48117 + 349342i*	*-4733 - 51988i*
-56172 -343197i	*-81677 + 412983i*	*-45847 - 348361i*	*-61263 + 403778i*	*-48117-349342i*	*-66508 + 414089i*
-	*-81677 - 412983i*	-	*-61263 - 403778i*	-	*-66508 - 414089i*

Tableau III.5 : *Pôles et zéros des fonctions de transfert H(s) des phases U, V et W*

III.4.3.2. Détermination de la fonction de transfert $Y(s)$ à partir de $Z(s)$

La détermination de la fonction de transfert de l'admittance de l'enroulement peut se calculer à partir de sa fonction de transfert de l'amplitude tel que $Y(s) = \frac{1}{Z(s)}$.

La figure III.6 représente le diagramme de Bode (Amplitude et Argument) des deux fonctions de transfert $Z(s)$ et $Y(s)$. A partir de cette figure il est clair que, les minimas des réponses en amplitude de $Y(s)$ sont les maximas de $Z(s)$. En outre, les plan complexe des pôles et zéros sont montrés sur la figure III.7 (a) et (b), où les pôles de $Z(s)$ sont les mêmes que les zéros de $Y(s)$ et vis-versa. Les expressions des $YU(s), YV(s)$ et $YW(s)$ sont montrées dans l'annexe 2.

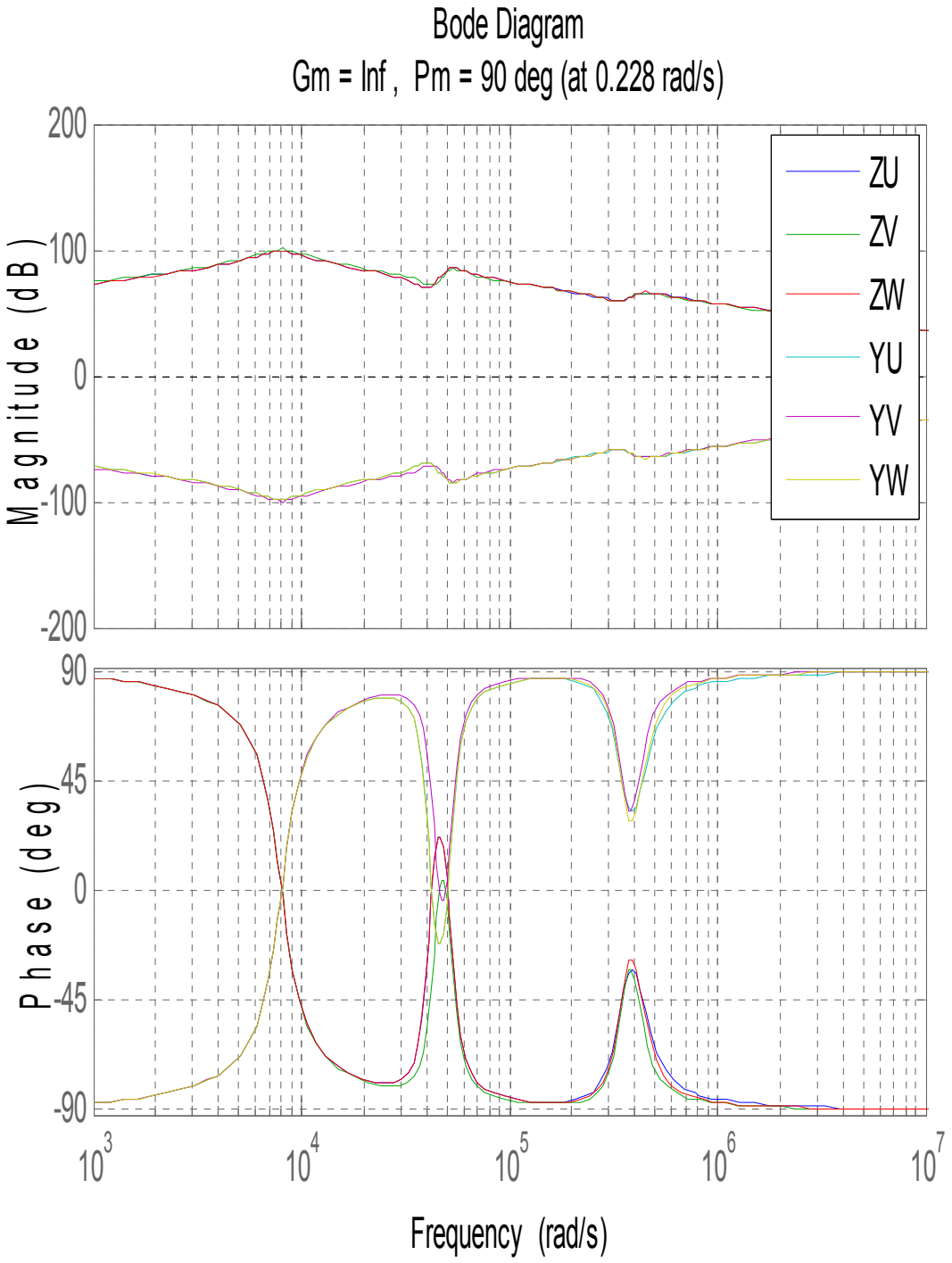


Figure III.6 : *Comparaison des diagrammes de Bode du gain et de l'angle de phase des fonctions de transferts de DPI et DPA des phases U, V et W respectivement du transformateur.*

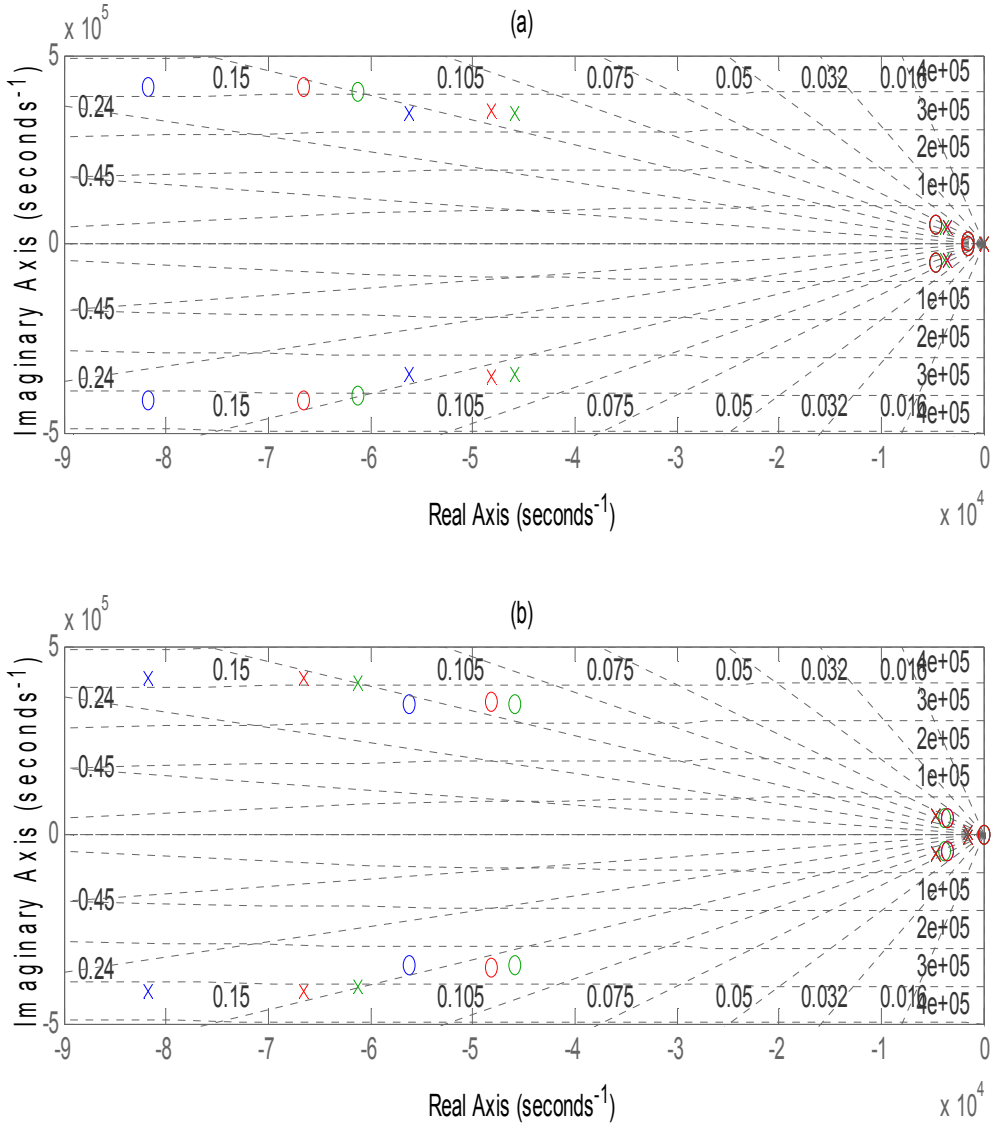


Figure III.7 : *Pôles et zéros (a) $Z(s)$ et (b) $Y(s)$*

Dans le contexte de vérification les trois conditions produites (l'impédance réactive nette est exactement nulle, le circuit est purement résistif et l'angle de phase entre la tension d'entrée et le courant d'entrée est exactement nul) lors de l'ajustement d'un point de résonance sur la réponse en fréquence des enroulements, la partie imaginaire et l'angle de phase des données de la fonction de transfert Z(s) sont représentées sur la figure III.8. Comme prévu, à partir de cette figure, il est clair que lorsque la partie imaginaire atteint un zéro (figure III.8 (a)) la réponse de l'impédance (DPI) atteint un maximum ou un minimum et la courbe de l'angle de phase atteint également un zéro (figure III.8 (b)), puisque la partie réactive est nulle le système se comporte donc comme une résistance.

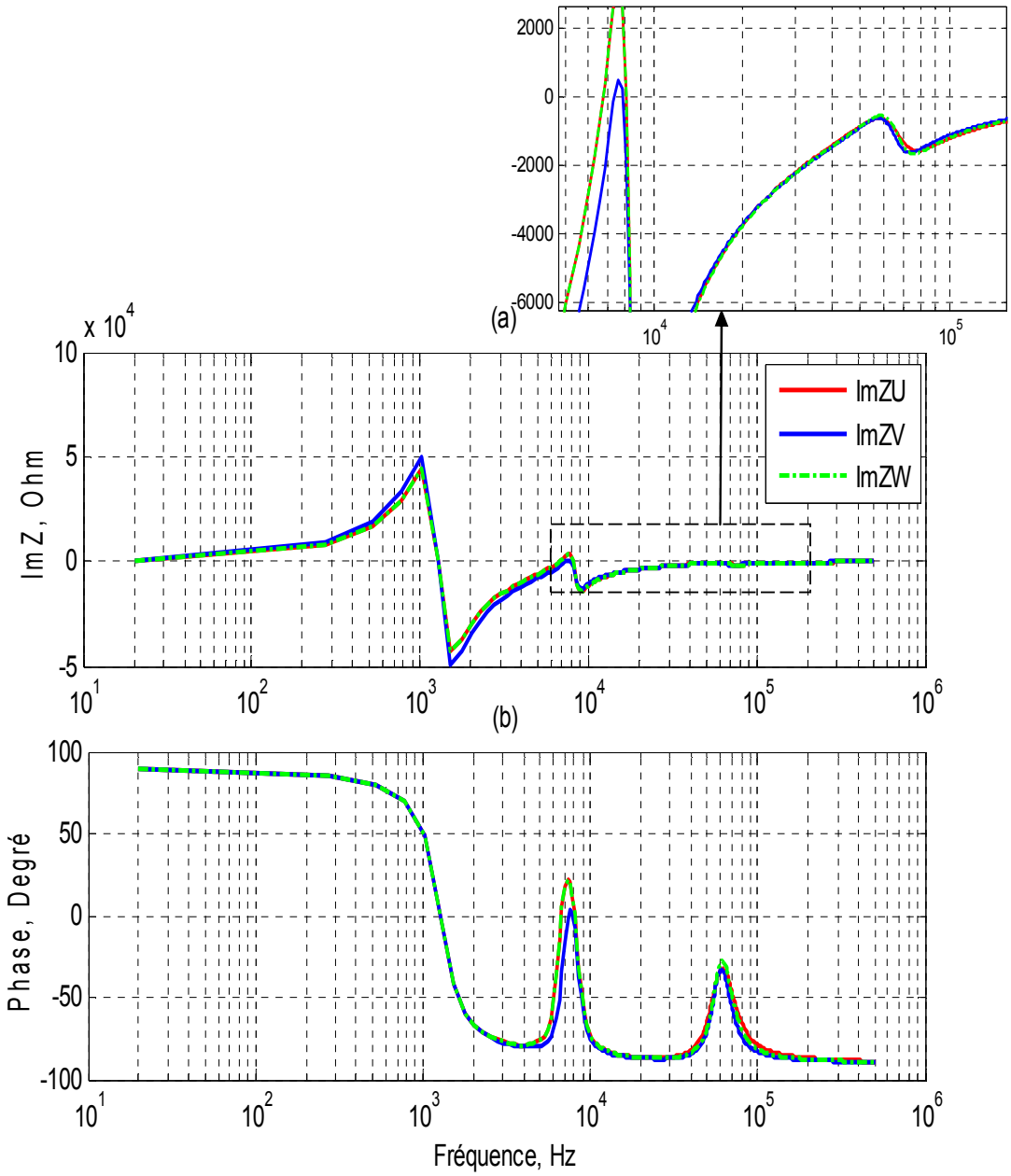


Figure III.8 : *(a) l'amplitude de la partie imaginaire (b) l'angle de phase de l'impédance*

Cependant, on peut également remarquer qu'au dernier point de résonance la partie imaginaire n'est pas nulle mais l'impédance $Z(s)$ atteint un maximum ce qui signifie que les deux conditions (l'impédance réactive est exactement nulle et l'angle de phase entre la tension d'entrée et le courant d'entrée est exactement nul) ne sont pas vérifiées pour que le point de résonance soit produit. Ces points de résonances peuvent être déterminés par la règle de demi-puissance en utilisant le modèle RLC [46].

À la suite de cette étude on peut confirmer la nouvelle définition proposée par [28] qui dit que:

La résonance dans un système physique (par exemple, un transformateur) est un phénomène ou un événement qui s'accompagne de l'apparition d'un maximum ou d'un minimum de la grandeur de la fonction du système en fonction de la fréquence. Par exemple, si l'impédance d'entrée est prise en compte, la résonance se produit lorsque l'amplitude de l'impédance d'entrée atteint un maximum. De même, si l'on considère la fonction de transfert (définie comme un rapport des spectres du courant de sortie aux spectres d'excitation d'entrée), alors la résonance se manifeste comme un minimum dans la réponse en fréquence d'amplitude de la fonction de transfert. L'apparition de résonance dans un transformateur pendant les mesures FRA ne doit pas être liée à un autre événement, tel qu'un angle de phase nul entre la tension d'entrée et le courant, un circuit équivalent devenant purement résistif, des réactances inductives et capacitives. Noter que l'obtention d'un angle de phase zéro et l'apparition d'une résonance sont deux événements indépendants qui ne sont pas forcément simultanées [28].

Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode analytique a été proposée pour calculer la fonction de transfert d'un modèle électrique composé d'une cascade de cellules RLC parallèles équivalent du transformateur. Les pôles et les zéros de la fonction de transfert sont utilisés pour l'analyse du comportement de la réponse en fréquence des enroulements du transformateur (étude des fréquences de résonance et du déphasage créé à ces fréquences). En étudiant la position des pôles et des zéros de la fonction de transfert obtenu à partir du modèle en série de cellules RLC parallèles déterminées par la réponse en fréquence FRA, le comportement physique des enroulements du transformateur de puissance peut être facilement analysé, tandis que les fréquences de résonances des réponses fréquentielles (impédance et rapport de tensions) des enroulements du transformateur dépendent de plusieurs facteurs tels que le type d'enroulement, leurs nombre, les positions et les dispositions spatiales et l'interaction avec les enroulements voisins... etc. Par conséquent, il existe une corrélation entre les fréquences de résonances et l'état mécanique de l'ensemble d'enroulement.

Chapitre IV

Application de méthodes d'intelligences artificielle pour la modélisation haute fréquence d'un enroulement du transformateur

Introduction

L'objectif principal de construire une représentation de circuit physiquement réalisable équivalent à un enroulement du transformateur basé sur des données mesurées aux bornes de ce dernier est de comprendre la relation entre les dommages physiques sur un enroulement et changement sa réponse en fréquence. Néanmoins, il est plus faisable de mener une étude sur la déformation d'enroulement basée sur la simulation en utilisant le modèle équivalent plutôt que sur un enroulement réel, surtout en raison du facteur de coût. De plus, certaines formes de déformation d'enroulement sont probablement impossibles à recréer sur l'enroulement réel, tel que le basculement des conducteurs [79]-[88]. Par ailleurs, afin de comprendre comment les dommages physiques sur un enroulement pourraient affecter sa réponse en fréquence, il faut commencer par comprendre la représentation de l'enroulement dans un modèle électrique [84]-[88]. Toutefois, l'un des modèles les plus utilisés pour modéliser l'enroulement du transformateur est le modèle mutuellement couplé. L'application de la topologie du modèle mutuellement couplé est physiquement réalisable permet non seulement une réponse en fréquence de l'enroulement correspondante (l'estimation de la courbe FRA), mais permet aussi d'obtenir un aperçu sur le comportement interne de l'enroulement et les résonances présentes sur sa réponse fréquentielle, etc. [89].

La modélisation de l'enroulement par ce modèle permet le calcul des courants et des tensions en utilisant des outils d'analyse de réseaux électriques (par exemple, Matlab, Pspice,

etc.). De plus, il est possible d'envisager des non-linéarités (par exemple, hystérésis, saturation) et des effets dépendant de la fréquence (par exemple, courant de Foucault, pertes diélectriques) [37], ce qui rend le modèle plus proche de la réalité. Dans le développement de ce modèle, la détermination de ses paramètres est l'une des parties les plus importantes afin de générer une empreinte digitale d'un enroulement du transformateur [21], [90]-[93]. D'autre part, il convient de préciser qu'il n'existe pas de solution analytique polyvalente pour synthétiser ce modèle à partir de la réponse fréquentielle d'amplitude directement [94]. En effet, il est noté que la synthèse de ce modèle à partir de la géométrie réelle d'enroulement à l'aide des méthodes analytiques [52]-[57], [95] ou numériques (tel que la méthode des éléments finis (MEF) [33], [58] et [59]) nécessite des informations globales sur la construction détaillée de l'enroulement. Puisqu'il n'y a pas de méthodes de synthèse direct de ce circuit pour convertir une réponse en fréquence en modèle mutuellement couplé, une approche itérative est un choix approprié.

Les algorithmes d'optimisations (tels que, l'algorithme de chauve souris (BA) [19], l'algorithme de l'essaim de particules (PSO) [20] et l'algorithme de colonies artificielles d'abeilles (ABC) [21] ... etc.) sont parmi les meilleurs techniques utilisés pour fournir une solution itérative afin d'assurer la synthèse du modèle mutuellement couplé. Par ailleurs, le calcul des paramètres de ce modèle est crucial pour l'évaluation de l'intégrité des dommages de l'enroulement du transformateur et de sa gravité. Dans ce chapitre, une méthode itérative pour assurer la synthèse du modèle mutuellement couplé équivalent à un enroulement du transformateur a été proposée en utilisant l'algorithme BA basé sur la mesure de réponse fréquentielle (fréquence de résonance, inductance équivalente et capacité shunt effective). L'algorithme BA est convenablement adopté en définissant de façon appropriée les contraintes, les inégalités et les limites pour restreindre l'espace de recherche et assurer ainsi la synthèse du modèle adopté. Afin de valider l'approche proposée une comparaison avec deux autres techniques telle que PSO et VF a été effectuée.

IV.1. Motivation, objectifs et contexte

Les paramètres du modèle à couplage mutuel équivalent à l'enroulement du transformateur peuvent être calculés à partir des dimensions réelles de l'enroulement à l'aide des formules analytiques [52]-[57], [95]. En outre, la méthode des éléments finis (MEF) est un outil efficace pour simplifier la construction de ce modèle en se basant toujours sur la géométrie détaillée de l'enroulement [33], [58] et [59]. Bien que la méthode des éléments finis

présente certains avantages pour la construction du modèle du transformateur à haute fréquence du point de vue de précision et de facilité de simulation des défauts d'enroulement, il est convient de noté que cette méthode est coûteuse (nécessité de la géométrie détaillée de l'enroulement, temps de calcul des paramètres assez long, beaucoup des efforts de calcul,.. etc.). Puisque certains paramètres (résistance en courant continu, inductance équivalente, et capacité shunt effective) du circuit à couplage mutuel peuvent être mesurés en régime fréquentiel à l'aide d'un LCR mètre, la synthèse de ce circuit à partir des données de mesure FRA est plus efficace. Les algorithmes d'optimisation peuvent être un outil efficace pour fournir une approche itérative de synthèse de ce circuit équivalent à l'enroulement du transformateur afin de minimiser le coût de calcul avec une bonne précision basée sur des données de mesures FRA. Par conséquent, l'objectif principal de ce travail est l'identification des paramètres du circuit mutuellement couplé équivalent à un enroulement du transformateur, avec une bonne précision et moins d'efforts de calcul en utilisant l'algorithme BA.

Pour obtenir la réponse en fréquence de l'enroulement, le choix du modèle mutuellement couplé a été fait en raison de la signification physique de ces paramètres et de sa grande sensibilité pour la détection et localisation des différentes défaillances naissantes dans le transformateur, puisque ses paramètres peuvent être mesurés (directement ou indirectement) en utilisant le LCR mètre.

IV. 2. Algorithmes d'optimisation (BA et PSO)

IV. 2.1. Algorithme de chauve-souris ('Bat Algorithme BA')

L'algorithme des chauves souris, dont l'appellation d'origine est 'Bat Algorithm' (BA), est l'un des algorithmes métaheuristiques récents. En analysant le comportement des chauves-souris, en 2010, Yang a développé l'algorithme d'optimisation BA [96]. BA utilise une technique d'accord de fréquence pour améliorer la diversité des solutions dans la population et s'avère très efficace pour trouver la solution optimale dans l'espace de recherche d'une fonction objective. Chaque chauve-souris est associée à une vitesse et à une position, à l'itération t dans l'espace de recherche [97], [98].

Cet algorithme est basé sur les trois règles parfaites suivante :

✓ Toutes les chauves-souris, lors de la recherche d'une proie utilise une technique d'écholocalisation pour déterminer la distance afin de localiser leur victime et peut «connaître» la différence entre les aliments / proies et les obstacles de fond (c.à.d. peut éviter les obstacles).

✓ Chaque chauve-souris vole aléatoirement de la position x_i par la vitesse v_i avec une fréquencef_{min}, en faisant varier la fréquence f et le volume 'loudness' A_0 pour chasser leur victime. Ils peuvent réguler automatiquement la fréquence de leur impulsion spéciale et ajuster le taux de pulsation r∈ [0, 1], en fonction de la proximité de leur proie.

✓ Bien que le volume A_i varie de diverses manières, supposons que A_i diminue de haute valeur A_{max} à une valeur faible $A_{\min}$.

Où f est compris dans une plage [f_{min},$f_{\max}$].

La procédure de base de BA peut être illustrée comme suit.

Étape 1: Initialisation. Les P chauves-souris virtuelles (solutions) décrites par les positions x_i et les vitesses v_i dans un espace de recherche D-dimensionnel sont distribuées aléatoirement dans l'espace de recherche réalisable. Les vitesses de P chauves-souris peuvent être mises à zéro (ou une autre petite valeur).

$$x_{i,j} = x_{jMin} + \left(x_{jMax} - x_{jMin}\right) * rand(0,1) \qquad \text{(IV.1)}$$

Avec ; $i\epsilon[1,\ldots,\mathrm{P}]$, j$\epsilon[1,\ldots,\mathrm{D}]$, ici $rand(0,1)$ est un vecteur aléatoire tiré d'une distribution uniforme. Les valeurs de x_{Min} et de x_{Max} dépendent de la taille du domaine du problème considéré.

Étape 2: générer de nouvelles solutions. Dans la méthode BA, le mouvement des chauves-souris virtuelles est selon les équations (IV.2) - (IV.4):

$$f_i = f_{min} + (f_{max} - f_{min})\beta \qquad \text{(IV.2)}$$

$$v_i{}^t = v_i{}^{t-1} + (x_i{}^t - x_*)f_i \qquad \text{(IV.3)}$$

$$x_i{}^t = x_i{}^{t-1} + v_i{}^t \qquad \text{(IV.4)}$$

Où :

β: est un nombre aléatoire ∈ [0, 1],

f_{min} et f_{max}: sont les valeurs des fréquences minimale et maximale, respectivement, dans la simulation f_{min} = 0 et f_{max} = 2.

x_*: La meilleure solution actuelle

f_i: L'incrément de vitesse

$v_i{}^t$et $x_i{}^t$: La vitesse et la position de chauve-souris au pas de temps t.

Étape 3: Recherche locale. La nouvelle solution est générée par la stratégie de la marche aléatoire en utilisant l'équation (IV.5) ci-dessous:

$$x_{new} = x_{old} + \varepsilon A^t \qquad \text{(IV.5)}$$

Avec $\varepsilon \in$ [-1, 1] est un nombre aléatoire, tandis que $A^t =< A_i{}^t >$ est le volume moyen de toutes les chauves-souris au pas de temps t.

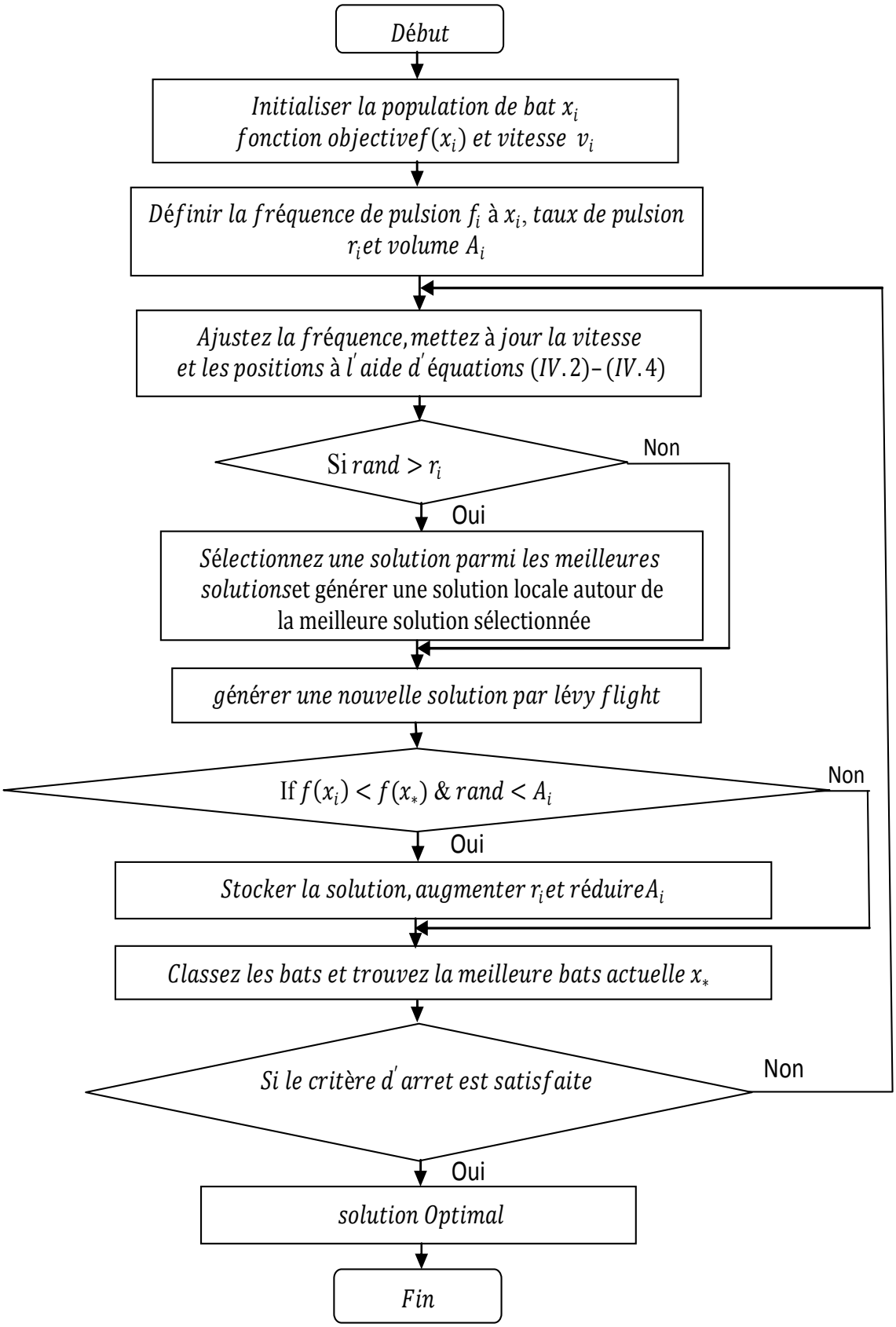
Étape 4: mise à jour des solutions en volant de manière aléatoire. Pour chaque itération de l'algorithme, le volume A_i et le taux de pulsation r_i doivent être mis à jour par les équations (IV.6) et (IV.7), comme suit:

$$A_i{}^{t+1} = \alpha A_i{}^t \qquad \text{(IV.6)}$$

$$r_i{}^{t+1} = r_i{}^0(1 - \exp(-\gamma t)) \qquad \text{(IV.7)}$$

Avec $\alpha = \gamma = 0.9$, et $A_i{}^0 \in$ [1, 2] et $r_i{}^0 \in$ [0, 1]

Les étapes nécessaires pour la méthode BA sont résumées dans la figure IV.1 (a) et (b).


Début
Initialiser la population de bat x_i fonction objectivef(x_i) et vitesse v_i
Définir la fréquence de pulsion f_i à x_i, taux de pulsion $r_i$et volume A_i
Ajustez la fréquence,mettez à jour la vitesse et les positions à l'aide d'équations $(IV.2)-(IV.4)$
Si $rand > r_i$
Non
Oui
Sélectionnez une solution parmi les meilleures solutionset générer une solution locale autour de la meilleure solution sélectionnée
générer une nouvelle solution par lévy flight
If $f(x_i) < f(x_*)$ & $rand < A_i$
Non
Oui
Stocker la solution, augmenter $r_i$et réduireA_i
Classez les bats et trouvez la meilleure bats actuelle x_*
Si le critère d'arret est satisfaite
Non
Oui
solution Optimal
Fin

(a)

1 *Fonction objective* $f(x): x = [x_1, x_2, \dots, x_d]^T$
2 *Genérer la population de bat* x_i *and* $v_i (i = 1,2 \dots n)$
3 *Initialiser fréquences* f_i, *taux de pulsation* r_i *et le volume* A_i
4 ***Tant que*** *la condition d'arrêt n'est pasvérifiée* ***Faire***
5 ***Pour*** $i = 1$ à n ***Faire***
6 *Fréquence* $f_i = f_{min} + (f_{max} - f_{min})\beta$
7 *Vélocité* ${v_i}^t = {v_i}^{t-1} + ({x_i}^t - x_*) f_i$
8 *Position* ${x_i}^t = {x_i}^{t-1} + {v_i}^t$
9 ***SI*** $(rand > r_i)$ ***alors***
10 *calculer* εA^t
11 *Générer une solution locale autour de la meilleure solution* $(x_{new} = x_{old} + \varepsilon A^t)$
12 ***Fin si***
13 *Calculer* εA^t
14 *Générer une nouvelle solution en volant aléatoirement* $(x_{new} = x_{old} + \varepsilon A^t)$
15 ***Si*** $(rand < A_i)$ & $(f(x_i) < f(x_*))$
16 *Accepter la nouvelle solution*
17 *Augmenter* r_i ${r_i}^{t+1} = {r_i}^0 (1 - exp(-\gamma t))$
18 *Réduire* A_i ${A_i}^{t+1} = \alpha {A_i}^t$
19 ***Fin si***
20 ***Fin pour***
21 *Trouvez la meilleure solution actuelle* (x_*)
22 ***Fin tant que***

(b)

Figure IV.1: *Les étapes nécessaires pour la méthode BA*
(a) Organigramme de BA
(b) Pseudo code de BA

IV. 2.2. Algorithme de l'essaim de particules (‘particle swarm optimisation PSO’)

L'algorithme de l'essaim de particules (PSO) est un algorithme d'optimisation stochastique bio-inspiré qui a été proposé en 1995 par Kennedy et Eberhart [29]. Il est inspiré du comportement des essaims d’oiseaux lors de la recherche de leur nourriture. Le PSO utilise à la fois les positions et les vitesses pour trouver leur nourriture. Cet algorithme a été utilisé pour différents problèmes d'optimisation de la conception dans divers domaines.

PSO comprend des individus, appelés particules qui suivent une trajectoire avec des composantes stochastiques pour trouver une solution dans l'espace de recherche d'une fonction objective. Chaque particule représente une solution possible au problème et sa trajectoire est définie itérativement avec une vitesse qui a trois composantes principales:

• Composante sociale: l'effet de la meilleure position trouvée par toutes les particules jusqu'à l'itération actuelle; c'est ce qu'on appelle la meilleure position mondiale actuelle (G_{best}).

• Composante cognitive: l'effet de la meilleure position trouvée par chaque particule jusqu'à l'itération actuelle, appelée le meilleur courant pour la $i^{ième}$ particule (P_{best}), où i est l'indice de chaque particule.

• Composante Momentum: introduit l'effet de la vitesse précédente de chaque particule; ceci est une modification de l'original PSO, qui a été présenté par Shi et Eberhart [100].

Avec cette composante, le PSO évalue chaque n particules t fois pour mettre à jour les positions avec le calcul de la vitesse comme indiqué dans les équations suivantes.

$$V_i^{t+1} = \omega V_i^t + C_1 R_1 (P_{best} - X_i^t) + C_2 R_2 (G_{best} - X_i^t) \quad \text{(IV.8)}$$

$$X_i^{t+1} = X_i^t + V_i^{t+1} \quad \text{(IV.9)}$$

Où C_1 et C_2 sont des paramètres permettant de modifier le poids des composantes sociales et cognitives, ω est le coefficient inertiel et les coefficients d'apprentissage, R_1 et R_2, sont des vecteurs aléatoires tirés d'une distribution uniforme. Lorsque l'algorithme se termine, toutes les particules convergent vers une solution. Le choix approprié de ce poids inertiel assure un équilibre entre l'exploration globale et locale, et conduit à moins d'itérations, en moyenne, à trouver une solution suffisamment optimale [101].

IV. 2.3. Comparaison entre BA et PSO

En ce qui concerne la différence et l'avantage du BA versus le PSO dans l'identification des paramètres haute fréquence du modèle équivalent à l'enroulement du transformateur est que PSO utilise à la fois les positions et les vitesses, BA utilise également les positions et les vitesses , en ce sens, ils sont similaires.

Cependant, l'inspiration est différente et BA utilise à la fois l'accord de fréquence, le volume et le taux d'impulsion; ce sont les principales différences. Toutefois, l'utilisation de la fréquence fournit un moyen de contrôle adaptatif de la façon dont les chauves-souris se déplacent (y compris sa plage de déplacement, la façon dont elle bouge) est l'avantage principal de BA. En plus, l'utilisation du volume et du taux d'impulsion des pulsations permet de contrôler l'équilibre de l'exploration et de l'exploitation (initialement, plus d'exploration, puis plus d'exploitation plus tard au cours des itérations.) [19].

IV.3. Modélisation de bobinage du transformateur

De nombreux systèmes électriques sont exprimés sous la forme d'un réseau complexe constitué de combinaisons de résistances, d'inductances et de capacités. Le calcul des caractéristiques électriques, telles que les résistances, les inductances et les capacités de ces réseaux, nécessite la résolution d'équations algébriques différentielles compliquées qui sont assez fastidieuses. Cependant, une méthode systématique en sens de la réalisation ordonnée des étapes qui détermine clairement le modèle est présentée dans ce chapitre.

Par ailleurs, d'une manière générale, les modèles sont développés selon quatre phases: champ d'application, structure, détermination des paramètres et degré de précision comme illustré dans la figure IV.2.

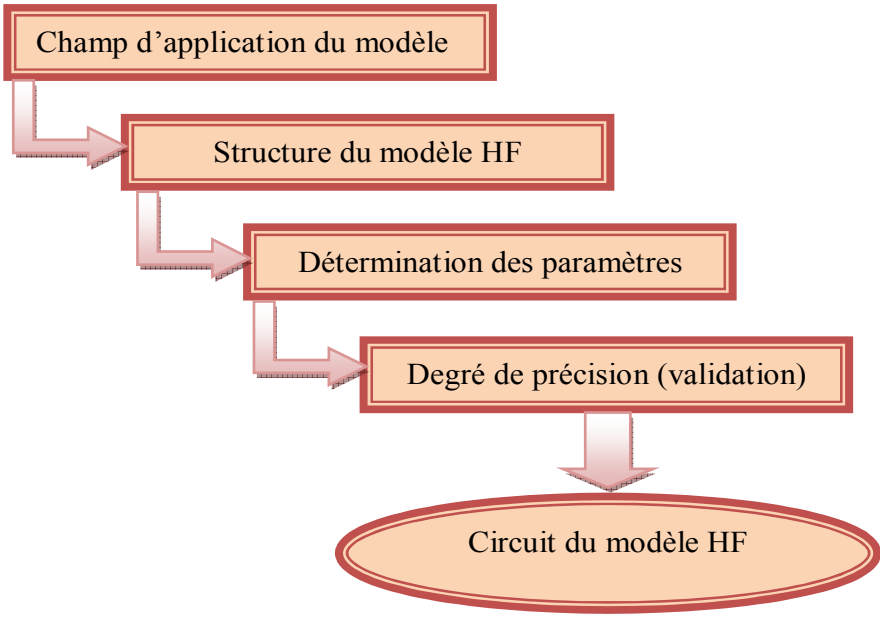


Figure. IV.2. *Phases de la méthodologie appliquée pour obtenir le modèle de circuit en HF*

IV.3.1. Modèle à couplage mutuel équivalent à un enroulement du transformateur

L'enroulement du transformateur peut être modélisé par un réseau à couplage mutuel comme le montre dans la figure IV.3. Ce modèle est largement utilisé pour l'interprétation de la réponse FRA [102]-[110]. Les fréquences de résonance obtenues à partir d'un test FRA sur une large plage de fréquence sont liées aux valeurs des inductances et des capacités de l'enroulement, chaque changement géométrique de l'enroulement entraîne une variation dans les valeurs des inductances et des capacités du réseau mutuellement couplé de l'enroulement.

De plus, des variations dans les valeurs des fréquences de résonance de la courbe FRA. Le modèle mutuellement couplé est composé de N sections identiques selon le nombre de disques de l'enroulement, les N sections sont couplées magnétiquement et électriquement par des inductances mutuelles et des capacités, respectivement. De sorte que, chaque disque de l'enroulement est représenté par une section de modèle dont chacune est composée de la résistance et de l'inductance propre du disque, de la capacité entre spires (capacité série), de la capacité à la masse (capacité shunt). L'effet dû aux pertes diélectriques est modélisé par des résistances connectées soit en série avec l'inductance, soit en parallèle avec les capacités (les résistances en parallèle avec les capacités série et shunt respectivement) atténuant l'amplitude des pics des résonances et des antirésonances de la réponse FRA. Les N sections du modèle sont connectées les unes aux autres de manière appropriée et mutuellement couplée. Les paramètres de ce modèle sont définis ci-dessous:

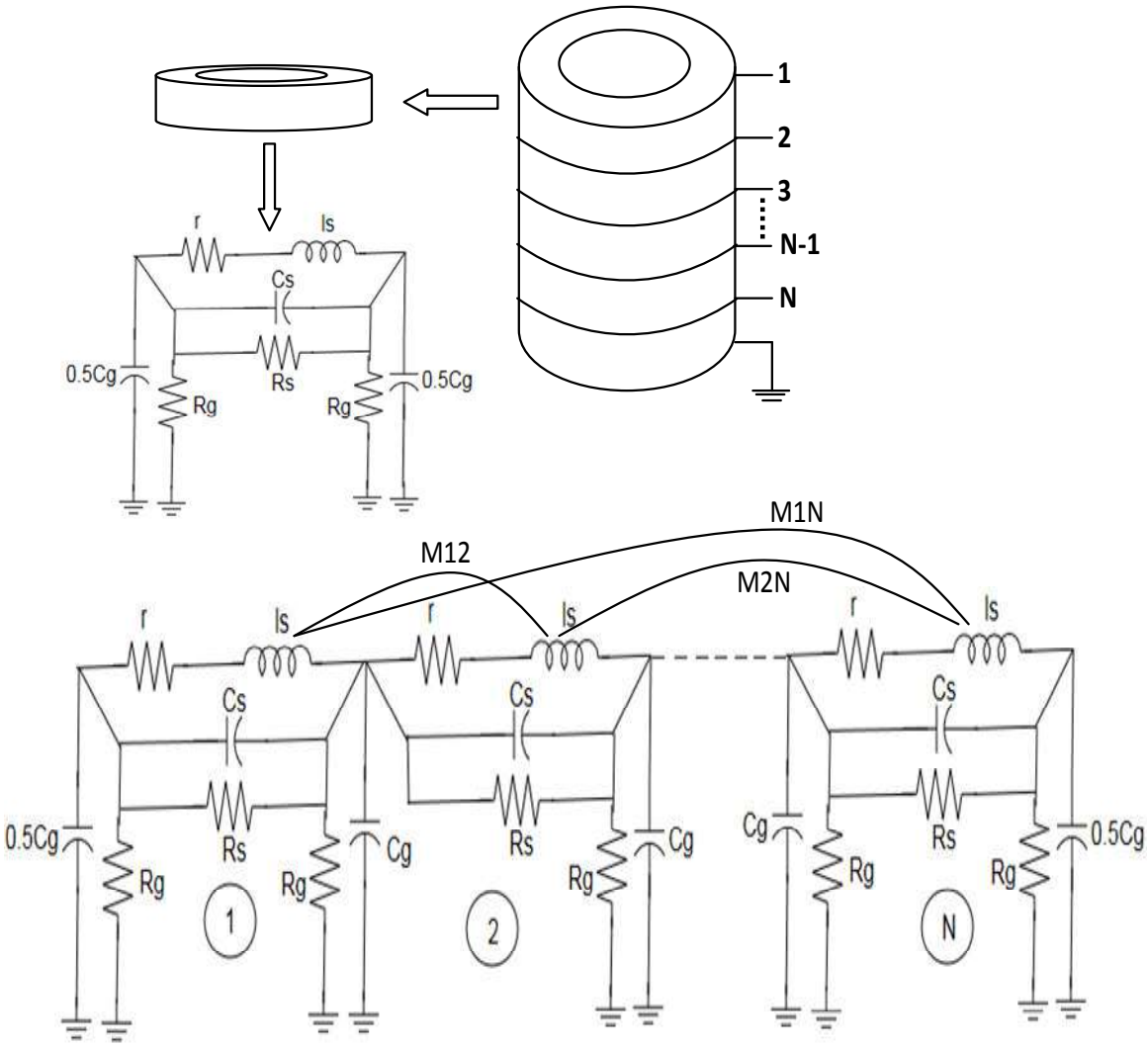


Figure IV.3 : *Modèle mutuellement couplé équivalent à un enroulement du transformateur*

N : Nombre de sections

r : Résistance de la section

C_s : Capacité série

C_g : Capacité shunt

l_s : Inductance propre

M_{1N} : Inductances mutuelles entre les N sections

R_s et R_g: Résistances en parallèle avec les capacités série et shunt respectivement

Il est convient de noter que les inductances mutuelles M_{ij} entre toutes les sections i et j sont égales $(M_{ij} = M_{ji})$, donc; $l_s = M_{11} = M_{22}$ ... ,$M_{12} = M_{23} = M_{34}$ ..., $M_{13} = M_{24} = M_{35}$..., etc.

La représentation physique des paramètres d'un enroulement du transformateur est illustrée dans la figure IV.4, qui montre également la signification physique des paramètres. La capacité série est la capacité équivalente entre les spires du disque et la capacité shunt est la capacité existe entre la bobine et le plan de masse. La capacité de masse est identique pour tous les disques, pour un enroulement sain. Le changement de la géométrie d'enroulement modifie donc les paramètres du modèle.

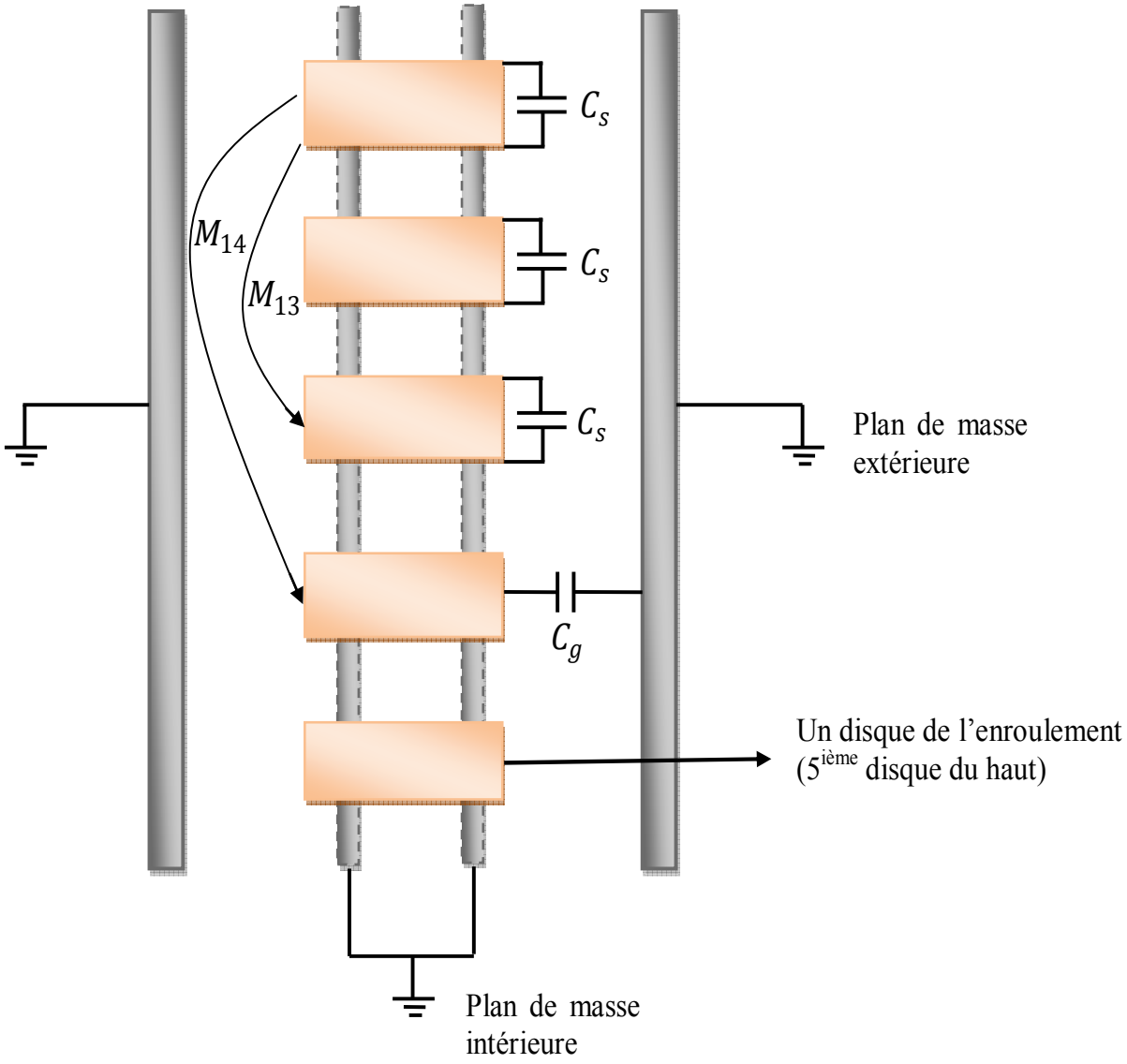


Figure IV.4 : *Représentation physique d'un enroulement du transformateur*

IV.3.2. Modèle mutuellement couplé d'ordre réduit

En effet, le transformateur est composé de n enroulements montés sur des colonnes ferromagnétiques. Par conséquent, il serait modélisé par n réseaux à couplage mutuel (voir chapitre I), magnétiquement (inductances mutuelles) et électriquement (capacités mutuelles) couplés entre les enroulements adjacents. Le nombre de paramètres à estimer augmente donc avec le nombre d'enroulements. De ce fait, la synthèse de ce modèle équivalent aux enroulements du transformateur deviendra très compliquée. Afin de réduire la complexité du modèle mutuellement couplé équivalent à un transformateur, la possibilité de représenter le transformateur par un seul réseau (équivalent à un seul enroulement du transformateur) comme illustré par la figure IV.3 a été mise en évidence dans plusieurs ouvrages de littérature.

En effet, les auteurs dans [15] indiquent que l'influence des enroulements voisins à l'enroulement étudié peut être négligée si tous les enroulements sont court-circuités et misent à la terre. A l'aide d'une étude expérimentale, S. Pramanik et al. [30] confirme que l'influence d'un enroulement BT (lorsqu'il est court-circuité et mis à la terre) sur la mesure DPI de l'enroulement HT est très négligeable. Par conséquent, comme indiqué par [102], le transformateur peut être considéré comme une bobine isolée (à l'extérieur du transformateur) et le système peut être représenté par un seul réseau à couplage mutuel. En outre, les auteurs dans [16] et [17] ont également constaté que si les enroulements adjacents sont court-circuités, le comportement du transformateur avec noyau de fer est identique à celui de sans noyau de fer. Ensuite, en termes d'inductance mutuelle, l'influence d'un enroulement sur les autres peut être négligée. Pour les capacités mutuelles entre les enroulements du transformateur, peu de travaux ont traité ce problème. Cependant, les auteurs de [102] ont noté que lorsque les enroulements adjacents à l'enroulement étudié sont en court-circuit, les enroulements sont considérés comme équivalents à un écran. Par conséquent, puisque les enroulements sont mis à la terre, les capacités entre les enroulements sont considérées entre l'enroulement et le plan de masse.

IV.4. Estimation des paramètres du modèle

L'estimation des paramètres du modèle mutuellement couplé est très complexe pour les modèles non homogènes [62]. Pour cela, des études antérieures ont recommandé un modèle homogène [19]-[21], [62]. Dans le cadre de la synthèse du modèle mutuellement couplé équivalent à un enroulement du transformateur, l'approche adoptée consiste essentiellement à mesurer l'impédance en fonction de la fréquence (DPI) de l'enroulement considéré. Lors de l'acquisition de DPI, l'enroulement est excité par un signal sinusoïdal de très basse tension (par exemple 01 volt) avec le neutre de l'enroulement est mis à la terre sur une gamme de fréquence prédéterminée (20 Hz - 1.4 Mhz). Néanmoins, les informations nécessaires à cette synthèse sont les fréquences de résonances, la résistance en courant continu, la capacité shunt effective et l'inductance équivalente. Toutefois, en utilisant ces informations, la méthode BA a été utilisée pour synthétiser le réseau à couplage mutuel équivalent à un enroulement du transformateur. D'autre part, un enroulement sain est caractérisé par un réseau à couplage mutuel unique et est appelé «circuit de référence». Lors de la synthèse de ce circuit, la convergence se produit, lorsque les différences entre les caractéristiques obtenues à partir de la mesure et celle du circuit sont inférieures à une tolérance prédéfinie.

IV.4.1. Paramètres nécessaire pour la synthèse du modèle approprié

La méthode proposée consiste à appliquer l'algorithme BA afin de représenter l'enroulement du transformateur par son modèle équivalent à couplage mutuel, qui est appelé aussi circuit de référence. A cette fin, les quantités suivantes de l'enroulement du modèle sont nécessaires:

• Fréquence de résonances correspond aux maximums et minimums de DPI, O_{cnfs}et S_{cnfs}, respectivement.

• Résistance en courant continu R_{dc}

• Inductance à noyau d'air équivalente L_{eq}

• Capacité shunt effective à la masse $C_{g,eff}$

Les grandeurs citées ci-dessus sont mesurables en utilisant le LCR mètre aux bornes d'entrée du l'enroulement testé ou à partir des réponses FRA.

Les étapes à suivre dans la synthèse du circuit mutuellement couplé sont les suivantes.

✓ Déterminations des fréquences de résonances (O_{cnfs}et S_{cnfs}) de la réponse de l'enroulement par la mesure de la fonction DPI en utilisant la méthode de mesure SFRA à l'aide du LCR mètre.

✓ Détermination le nombre de sections du circuit équivalent à synthétiser.

✓ Détermination les paramètres nécessaires (R_{dc}, L_{eq} et $C_{g,eff}$) de l'enroulement pour synthétiser le modèle équivalent.

✓ Application de l'algorithme BA pour estimer les valeurs des éléments du circuit mutuellement couplé.

Chacune de ces étapes sera discutée ci-dessous.

IV.4.1.1. Fréquences de résonances

La courbe de DPI est caractérisée par des points de résonances dues aux effets inductifs et capacitifs de l'enroulement. Pour déterminer ces fréquences de résonances, la FRA est effectuée. A cette fin, une excitation sinusoïdale est introduite entre l'extrémité et le neutre

mis à la terre de l'enroulement sous test. Ensuite, la grandeur Z et la phase du DPI sont obtenues. Cette opération est effectuée sur une large gamme de fréquences et la variation de l'amplitude de DPI avec la fréquence est tracée. Les pics et les creux de la courbe d'amplitude correspondent respectivement aux fréquences naturelles en circuit ouvert (O_{cnfs}) et aux fréquences naturelles en court-circuit (S_{cnfs}) [94]. L'apparition de tels pics et creux implique que l'effet de l'inductance et des capacités est présent dans la gamme de fréquences correspondante [102].

IV.4.1.2. Nombre de sections du circuit à synthétiser

Afin de synthétiser le circuit mutuellement couplé, la détermination du nombre de sections est nécessaire. Pour l'estimer, il est possible d'utiliser la règle mentionnée dans [111] (c'est-à-dire que, le nombre de sections à utiliser dans le circuit équivalent peut être choisi égale ou un peu plus grand que le nombre requis de fréquences de résonances).

IV.4.1.3. Paramètres nécessaires (R_{dc}, L_{eq} et $C_{g,eff}$) de l'enroulement

❖ **Résistance en courant continu R_{dc} et les résistances R_s et R_g**

Pour la résistance en courant continu, R_{dc} peut être mesuré directement en mode DC en utilisant un multimètre ou le LCR mètre, afin que la résistance par section ($r = R_{dc}/N$). Les résistances d'isolement (les résistances en parallèle avec les capacités série et shunt R_s et R_g, respectivement) dépendent de la fréquence, de la capacité et du facteur de dissipation [112]. Ces résistances diminuent à mesure que la fréquence augmente.

❖ **Inductance équivalente L_{eq}**

Pour obtenir le modèle à haute fréquence à couplage mutuel, la valeur de l'inductance équivalente de l'enroulement correspondant à la haute fréquence est obligatoire. Cependant, une approche a été proposé par K.R. Shah [102] qui consiste à l'excitation à haute fréquence de l'enroulement sous test et à déterminer la valeur de la réactance en utilisant l'amplitude et la phase de DPI. Toutefois, avec une excitation à haute fréquence, les capacités sont réfléchies et la réactance est due à la fois à l'inductance et à la capacité. Par conséquent, il n'est pas directement possible d'obtenir la valeur de l'inductance à haute fréquence. Le comportement fréquentiel des inductances d'enroulement dans la gamme de fréquence basse et moyenne, diminue avec la fréquence et devient constant au-delà de certaines fréquences (de l'ordre de

certains kHz ou certaines dizaines de kHz) selon la bobine testée. Ces caractéristiques peuvent être obtenues en utilisant le LCR mètre à partir de la relation suivante.

$$L = \frac{|Z| \sin\theta}{2\pi f} \qquad \text{(IV.10)}$$

Ensuite, la plage de fréquence est identifiée dans laquelle l'inductance reste presque constante. L'importe laquelle de ces fréquences peut être considérée comme la fréquence d'estimation de l'inductance équivalente de l'enroulement et l'inductance correspondante peut être appelée L_{eq}. Essentiellement, la fréquence de détermination de L_{eq} devrait être bien au-dessous du premier O_{cnf}. Si c'est le cas, la présence d'effets capacitifs peut être négligée, par conséquent, il est possible d'avoir une meilleure estimation de l'inductance d'enroulement à noyau d'air [102]. Autrement, l'inductance équivalente de l'enroulement peut être déterminée directement à l'aide du LCR mètre en variant la fréquence au dessous du premier O_{cnf} jusqu'à ce que l'inductance devienne constante.

❖ Capacité shunt effective $C_{g,eff}$

Dans le cadre de la détermination de la valeur de $C_{g,eff}$, l'extrémité neutre de l'enroulement sous inspection doit être isolée du sol, puis raccordée à la fin du câble (l'enroulement est court-circuité). Ensuite, l'excitation sinusoïdale de certaines basses fréquences (par rapport à O_{cnf} et S_{cnf}) doit être appliquée à l'une de bornes de l'enroulement par rapport à la masse. Avec le court-circuit à la ligne et les extrémités neutres flottantes et avec l'excitation à basse fréquence, l'influence des inductances et des capacités en série peut être ignorée. Avec cela, le circuit de la figure IV.3 peut être considéré est équivalent à une combinaison parallèle de résistances (toutes R_g) et de capacités shunt par rapport à la source d'excitation, qui est représenté par la figure IV.5 ci-dessous [102], [113].

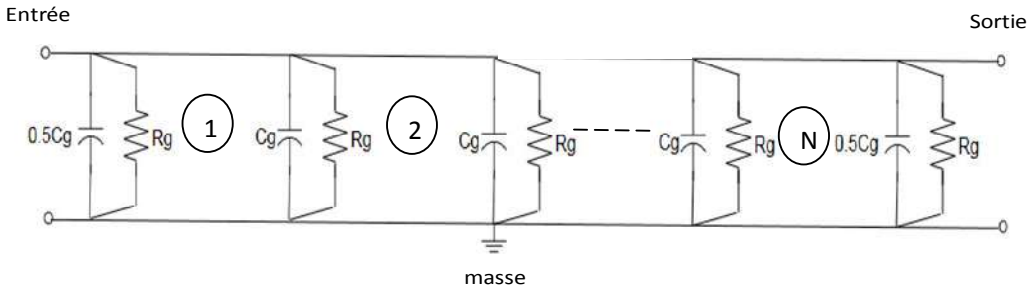


Figure IV.5 : *Circuit équivalent pour mesurer* $C_{g,eff}$

Ce circuit équivalent offre une très haute impédance à certaines basses fréquences. Par conséquent, le courant devient faible. Cela conduirait à une mesure incorrecte de l'impédance d'entrée. Pour éviter cela, la sélection de la fréquence de mesure de la valeur de cette capacité, doit être telle que c'est la fréquence d'excitation la plus basse (de 50 Hz à quelques kHz) à laquelle le courant tiré de la source est mesurable [102], [113]. Soit l'impédance d'entrée correspondante $Z\angle\theta$. La valeur de la capacité shunt effective est donnée par l'équation (IV.11) suivante :

$$C = -\frac{\sin\theta}{2\pi f|Z|} \qquad \text{(IV.11)}$$

IV.5. Application de l'algorithme BA pour estimer les paramètres du modèle équivalent

Cette section présente l'application de l'algorithme BA pour la synthèse du circuit à couplage mutuel équivalent à l'enroulement du transformateur. La méthode BA est implémentée dans MATLAB R2013b, plate-forme de simulation i3-unité centrale Intel 2.40 GHz; mémoire vive: 4 Go Windows 7, 32 bits.

La méthode proposée pour résoudre ce problème (la synthèse de circuit équivalente d'un enroulement du transformateur) peut être expliquée en utilisant l'algorithme de la figure IV.1 comme suit:

❖ L'espace de recherche

Dans la plupart des problèmes d'optimisation, la solution optimale existe dans les limites de l'espace possible, afin de concentrer le processus de recherche autour de ces limites [114]. Pour cela, chaque paramètre du circuit équivalent doit être limité entre une borne supérieure et une borne inférieure afin de limiter le processus de recherche autour de ces bornes et trouver la solution optimale correspondant à la mesure FRA. Par conséquent, l'espace de recherche est formé par les éléments de circuit équivalent à identifier.

❖ Taille de la population

BA est un algorithme métaheuristique, qui a deux composantes principales: l'intensification et la diversification. La diversification consiste à générer des solutions diverses afin d'expliquer l'espace de recherche à l'échelle globale, tout en intensifiant la

concentration dans la zone locale en utilisant l'information qui peut fournir la meilleure solution dans cette région. L'augmentation de la taille de la population ralentira tout le processus de recherche. Pour trouver la solution optimale; nous devons donc faire une bonne combinaison entre ces deux principales composantes (intensification et diversification). La taille de la population dans BA peut être sélectionnée typiquement entre 10 et 40 [96]. Dans ce travail, une taille de population égale à 20 a été utilisée et des limites de recherche sont choisies pour chaque élément de circuit à identifier de telle sorte que les contraintes et les inégalités définissant les paramètres du modèle soient strictement vérifiées.

❖ **Inductances propres et mutuelles**

Le couplage magnétique entre les disques de l'enroulement diminue à mesure que la distance relative entre ces disques augmente. Par conséquent, les inductances propres et mutuelles satisfont les contraintes d'inégalités illustrées par les équations (IV.14) et (IV.115). Par ailleurs, les inductances propres et mutuelles peuvent être mesurées par le LCR mètre. Cependant, l'inductance propre de chaque disque peut être mesurée pour chaque disque de l'enroulement comme il a été déjà expliqué pour la mesure de l'inductance équivalente. Pour l'inductance mutuelle, en connectant deux disques (deux inductances l_{s1} et l_{s2}) en série et en mesurant l'inductance totale de ces deux disques à l'aide du LCR Mètre. En utilisant l'équation (IV.13), l'inductance équivalente de deux disques $L_{eq1,2}$ peut s'écrire comme suit:

$$L_{eq1,2} = l_{s1} + l_{s2} + 2M_{12}$$

Avec, M_{12} est l'inductance mutuelle entre discs1 et 2. Cependant, si l'enroulement étudié est discrétisé en disques identiques ($l_{s1} = l_{s2} = l_s$) et $L_{eq1,2} = 2l_s + 2M_{12}$, l'inductance mutuelle peuvent obtenir donc comme suit : $M_{12} = (L_{eq1,2} - 2l_s)/2$. Idem pour M_{13}, M_{14} jusqu'à M_{1N} qui peuvent être déterminées en utilisant les relations suivantes:

$$M_{12} = \frac{L_{eq1,2} - 2l_s}{2}$$

$$M_{13} = \frac{L_{eq1,3} - 3l_s - 4M_{12}}{2} \qquad \text{(IV.12)}$$

$$M_{14} = \frac{L_{eq1,4} - 4l_s - 6M_{12} - 4M_{13}}{2}$$

$$\vdots$$

$$M_{1N} = \frac{L_{eq1,N} - Nl_s - 2\sum_{i=1}^{N-2}(N-i)M_{1,i+1}}{2}$$

Avec : $L_{eq1,N}$ est l'inductance équivalente entre le disque 1 et N.

L'estimation des inductances propres et mutuelles peut se faire en utilisant l'équation (IV.13) de telle sorte que les contraintes montrées en (IV.14) et (IV.15) soient strictement satisfaites.

$$Leq\ (estimée) = Nl_s + 2\sum_{i=1}^{N-1}(N-i)\,M_{1,i+1} \quad \text{(IV.13)}$$

$$ls > M_{12} > M_{13} > M_{14} > \cdots > M_{1N} \quad \text{(IV.14)}$$

$$(ls - M_{12}) > (M_{12} - M_{13}) > \cdots > (M_{1(N-1)} - M_{1N}) \quad \text{(IV.15)}$$

Ces contraintes sont utiles et efficaces pour construire la structure correcte de la matrice d'inductance. Cependant, ils ne prévoient pas de procédure spécifique pour déterminer les inductances propres et mutuelles. Par exemple, différentes combinaisons (solutions) peuvent être trouvées pour satisfaire les inégalités montrées par les équations (IV.14) et (IV.15) en utilisant l'équation (IV.13). En revanche, une augmentation des dimensions du circuit équivalent augmente le nombre d'inégalités (IV.14) et (IV.15). Ainsi, la représentation de l'espace d'état du problème [62] devient plus compliquée.

Puisque les inductances propres et mutuelles peuvent être mesurées en utilisant la méthode proposée ci-dessus (l'équation (IV.12)), la relation entre l'inductance propre et mutuelle déduit par [115] est illustrée dans (IV.16) peut être exploitée afin de se passer des inégalités (IV.14) et (IV.15) et pour réduire la complexité de construction de la matrice des inductances et le temps de calcul de l'algorithme.

$$\begin{aligned} M_{12} &\cong \gamma l_s \\ M_{13} &\cong \gamma^2 l_s \\ M_{14} &\cong \gamma^3 l_s \\ &\vdots \\ M_{1N} &\cong \gamma^{N-1} l_s \end{aligned} \quad \text{(IV.16)}$$

Ici, $\gamma \epsilon [0,1]$. Cependant, l'équation (IV.13) devient comme suit :

$$L_{eq}(\text{estimée}) = Nl_s + 2\sum_{i=1}^{N-1}(N-i)\,\gamma^i l_s \quad \text{(IV.17)}$$

En utilisant cette procédure la matrice des inductances peut être construite pour un enroulement à plusieurs disques en estimant seulement deux paramètres (l_s et γ). Par conséquent, l'espace de recherche de l'algorithme peut être formé uniquement pour γ et l_s, telles que les limites supérieure et inférieure de γ peuvent être fixées entre 0 et 1 ($\gamma\epsilon[0,1]$) et limites de l_s entre 0 et L_{eq}/N $(ls\epsilon[0, L_{eq}/N])$. Toutefois, la limite supérieure de γ étant déterminée comme étant $\gamma_{max} = 1$ et sa valeur du borne inférieure $\gamma_{min} = 0$. Néanmoins, la largeur de l'espace de recherche ralentit le processus de l'algorithme. Par exemple, si γ ∈ [0,1] est double par rapport à γ ∈ [0, 0,5], ces limites peuvent être ajustées selon la bobine étudiée. Ensuite, en le substituant en (IV.16), afin déterminées les inductances propre et mutuelles plus rapidement. Ainsi, pour les différentes valeurs de γ, les différentes matrices peuvent être déterminées. Tous satisfont à des critères de l'inductance équivalente de l'enroulement. Parmi les différentes combinaisons de la matrice d'inductance, on choisit laquelle pour que le modèle soit valide.

❖ Capacités série et shunt

La connaissance des capacités du réseau à couplage mutuel des enroulements du transformateur de puissance à haute tension est l'une des contributions de recherche pour l'évaluation de l'impact des surtensions dans les transformateurs [116], son comportement impulsionnel suite à une décharge de foudre [95], [117] et pour augmenter l'efficacité de diagnostic par l'analyse de réponse en fréquence (FRA) [118],. Pour la capacité shunt, trois procédés ont été proposés. Elle peut être déterminée par mesure à l'aide d'un LCR mètre [102], [113]. En outre, il est possible de l'estimer avec précision à partir des données de réponse d'amplitude d'impédance DPI [119]. De plus, comme sa valeur est liée étroitement au premier point résonance de la réponse FRA, elle peut être déterminée à partir du modèle en cascade des cellules RLC parallèle [35], [120]. Pour cette raison, il est approprié de ne pas l'inclure comme variable inconnue dans le processus de recherche. La capacité shunt effective $C_{g,eff}$ peut être exprimée en fonction de la capacité shunt de chaque section C_g et le nombre de section N, telle que la capacité shunt par section $C_g = C_{g,eff}/N$. Tandis que, la capacité série ne peut pas être mesurée directement, mais elle peut être déterminée analytiquement ou à partir de la méthode MEF, si la construction géométrique détaillée de la bobine est connue. De même que, à partir de la constante de distribution de tension initiale α qui peut être obtenue à partir des détails de conception du transformateur [121]. En plus de cela, une méthode de mesure indirecte basée sur le calcul de la fonction de transfert du modèle

mutuellement couplé équivalent à un enroulement du transformateur à l'aide de la réponse FRA a été proposée par [122], [123] pour la détermination de la valeur de C_s. Par ailleurs, La capacité shunt effective peut être exprimée en fonction de la capacité série, de la constante de distribution de tension initiale et du nombre de sections par (IV.18), de sorte que nous pouvons identifier la capacité en série et la constante de distribution en utilisant cette expression.

$$C_{g,eff}(estimée) = \frac{C_s \times \alpha^2}{N} \quad \text{(IV.18)}$$

❖ **Critère d'arrêt**

La fonction d'erreur est un critère de convergence essentiel de chaque algorithme d'optimisation. Dans la méthode FRA, les fréquences de résonance se décalent en fonction des changements de paramètres (capacités et inductances) du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur. Les fréquences naturelles de circuit ouvert et de court-circuit O_{cnfs} et S_{cnfs}, respectivement, sont estimées, de sorte que les trois critères de (IV.19) - (IV.21) soient satisfaites.

$$(|Leq(éstimimé) - Leq(mesuré)|, \text{à moins de } \mathbf{1\%}\ \boldsymbol{tolérance}) \quad \text{(IV.19)}$$

$$\left(\left|C_{g,eff}(éstimimé) - C_{g,eff}(mesuré)\right|, \text{ à moins de } \mathbf{1\%}\ \boldsymbol{tolérance}\right) \quad \text{(IV.20)}$$

$$(\left|\left(O_{cnfs}, S_{cnfs}\right) éstimimés - \left(O_{cnfs}, S_{cnfs}\right) mesurés\right|, \text{ à moins de } \mathbf{1\%}\ \boldsymbol{tolérance}) \text{(IV.21)}$$

IV.6. Cas étudiés en utilisant BA

L'algorithme BA a été testé sur deux cas. Premièrement, sur un enroulement de 06 sections étudiées dans [121] (cas 01), et une étude expérimentale au laboratoire sur un enroulement qui est discrétisé en 05 disques (05 sections) (cas 02).

Dans le cadre de motiver l'adoption des algorithmes stochastiques d'optimisations (BA et PSO) et afin de cerner leurs avantages dans la construction du circuit mutuellement couplé équivalent à l'enroulement du transformateur, une étude comparative avec les méthodes d'identification de la fonction de transfert qui peuvent déterminer les pôles et zéros réels du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur, tels que l'algorithme dit 'vector fitting' (VF) a été effectuée dans ce chapitre.

- **Estimation les réponses FRA à l'aide VF**

Pour estimer le nombre de pôles prévus, une approche simple et automatisée a été utilisée. Cependant, pour lancer l'algorithme VF, la sélection des pôles de départ est nécessaire. Les pôles de départ pourraient être beaucoup plus élevés que le nombre réel de pôles de la réponse FRA. En outre, l'augmentation du nombre de pôles de départ avec un grand nombre d'itérations peut être obtenue avec une précision acceptable et une augmentation du temps de calcul évidemment. Tandis que, si un nombre réduit de pôles de départ est utilisé pour une fonction d'ordre élevé. L'algorithme ne peut trouver que les pôles les plus dominants, ce qui entraîne une mauvaise précision. La figure IV.6 (a) et (b) montre les réponses en fréquence de la fonction de transfert des cas 01 et 02. Comme on peut le voir, les pôles conjugués complexes entraînent respectivement les pics de résonance 6 et 5, qui sont les pôles. Par conséquent, la sélection des pôles de départ est utilisée pour approcher les fonctions avec approximation du douzième et du dixième ordre respectivement. De plus, la construction d'un ajustement était satisfaite par l'erreur quadratique moyenne (RMSE) spécifiée entre la référence et les données estimées, qui n'est pas inférieure à 0,0001 avec vingt itérations [19]. Les pôles et les résidus estimés à l'aide de la méthode VF pour les deux cas (cas 01 et 02) sont montrés dans le tableau IV.1.

Case 01		Case 02	
Poles a_i	Residues c_i	Poles a_i	Residues c_i
$-5001.1 \pm j2.9787 \times 10^6$	$4.0831 \times 10^6 \pm j10420$	$-145480 \pm j7.83 \times 10^6$	$1.7856 \times 10^7 \pm j3.278 \times 10^5$
$-4030.2 \pm j2.6051 \times 10^6$	$1.5538 \times 10^7 \pm j41042$	$-120560 \pm j7.103 \times 10^6$	$3.2942 \times 10^7 \pm j1.0264 \times 10^6$
$-3138.9 \pm j2.1779 \times 10^6$	$4.7291 \times 10^7 \pm j97155$	$-89876 \pm j6.085 \times 10^6$	$3.7355 \times 10^8 \pm j5.803 \times 10^6$
$-2040.3 \pm j1.5678 \times 10^6$	$1.1027 \times 10^8 \pm j\ 1.4903 \times 10^5$	$-45153 \pm j3.3654 \times 10^6$	$8.2494 \times 10^9 \pm j\ 9.265 \times 10^7$
$-1193.7 \pm j8.9674 \times 10^5$	$1.8087 \times 10^8 \pm j1.4878 \times 10^5$	$-61414 \pm j4.9011 \times 10^6$	$9.9931 \times 10^8 \pm j2.3877 \times 10^7$
$-612.61 \pm j2.5451 \times 10^5$	$2.0959 \times 10^8 \pm j\ 3.288 \times 10^5$	-	-

Tableau IV.1 : pôles et résidus de la fonction de transfert $Z(s)$

IV.6.1. Cas 01: Application de la méthode BA pour le bobinage de 06 sections

Pour la simulation, nous nous sommes intéressés à une bobine du transformateur étudiée par K.Ragavan et L.Satish [121]. La synthèse de circuit équivalent de l'enroulement du transformateur est basée sur les données de mesure de la réponse en fréquence FRA tels que; le nombre de section (N = 6), l'inductance équivalente ($L_{eq} = 6{,}98\, mH$), la capacité shunt effective ($C_{g,eff} = 5{,}6\eta F$, $C_g = 0{,}933\eta F$), la résistance en courant continu ($R_{dc} =$

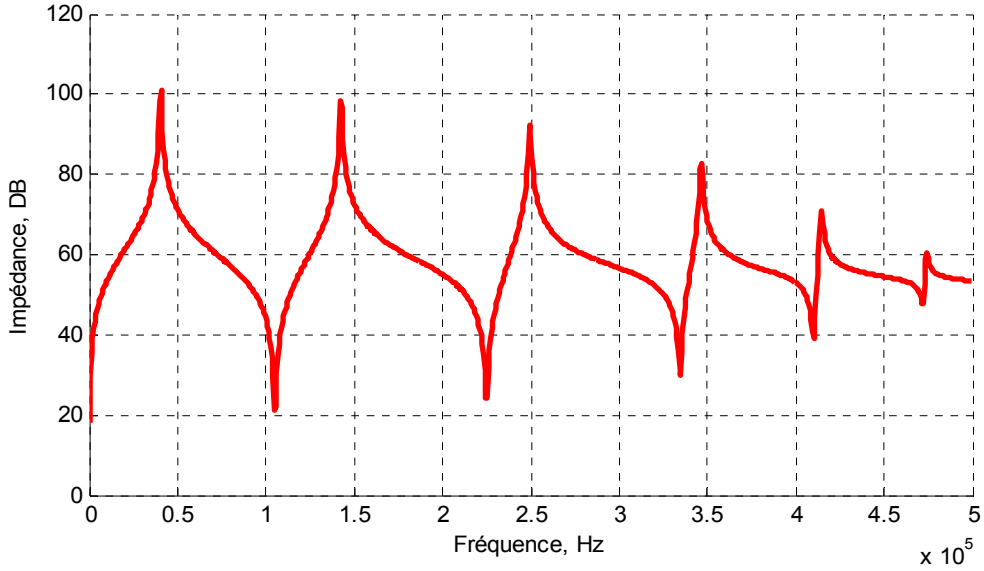
$8\,\Omega, r = 1{,}333\,\Omega$) et la constante de distribution ($\alpha = 7.4833$), dont les matrices de l'inductance [L] (l_s, M_{ij} en mH) et de la capacité [C] (C_s, C_g en ηF) sont montrées ci-dessous (voir l'équation (IV.22) et (IV.23)). Les résultats obtenus à partir des données FRA de l'enroulement [121] sont comparés aux résultats obtenus par la synthèse du circuit en utilisant l'algorithme de chauve-souris (BA). Pour ce faire, les paramètres du réseau mutuellement couplé ont été utilisés pour obtenir la représentation graphique de la réponse en fréquence de l'impédance dans la base de données illustrée dans la figure IV.6 (a). Les inductances propres et mutuelles ont été modélisées et la capacité série a été calculée à partir du nombre de sections, de la constante de distribution et de la capacité shunt effective en utilisant l'équation (IV.18), qui a donnée $C_s = 0{,}6\,\eta F$. En outre, la détermination de la capacité série à partir d'une mesure indirecte discutée dans [119], [122] via l'adoption de la fonction DPI (format pole-zéro-gain) décrit dans [121] est mise en œuvre. Le polynôme $P\,(C_s)$ a été déterminé à partir du facteur de gain scalaire et a été estimé "$K \approx 1{,}1275$" (la valeur K est égale à $1\,/\,C_{eq}$ avec C_{eq}: la capacité d'entrée équivalente du modèle à couplage mutuel [122]), le nombre de points de résonance ($N = 6$) et la capacité shunt ($C_g = 0{,}933\,\eta F$) tels que:

$$P(C_s) = -2.2551{C_s}^6 - 25.8717{C_s}^5 - 37.7484{C_s}^4 - 5.0699{C_s}^3 + 12.3388{C_s}^2 + 5.5892C_s + 0.6702$$

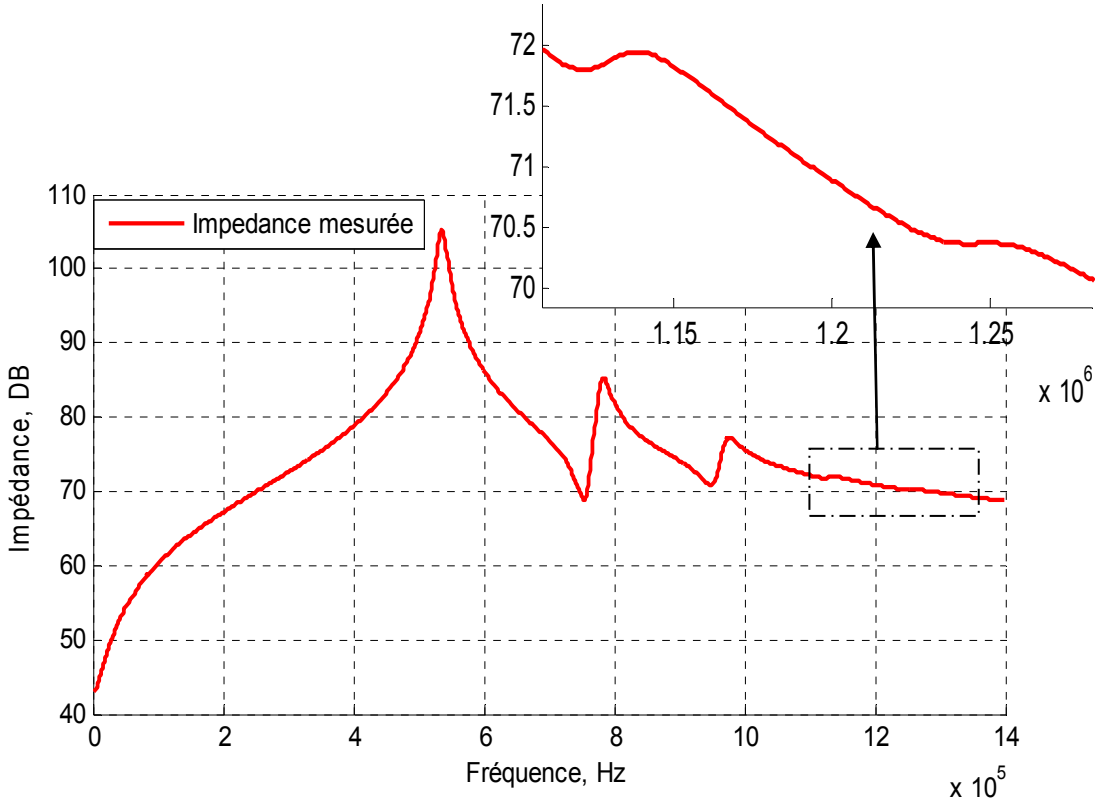
Les racines de $P(C_s)$ sont: -0,25169, -0,51095, -1,20694, -0,32066, -9,79208 et 0,60979. Ensuite, la valeur de capacité série est déterminée comme étant C_s= 0,60979 ηF, avec un erreur de 1,63% par rapport à celle obtenue à partir de la constante de distribution.

$$[L] = \begin{bmatrix} 0.4310 & 0.2392 & 0.1435 & 0.0947 & 0.0612 & 0.0496 \\ 0.2392 & 0.4310 & 0.2392 & 0.1435 & 0.0947 & 0.0612 \\ 0.1435 & 0.2392 & 0.4310 & 0.2392 & 0.1435 & 0.0947 \\ 0.0947 & 0.1435 & 0.2392 & 0.4310 & 0.2392 & 0.1435 \\ 0.0612 & 0.0947 & 0.1435 & 0.2392 & 0.4310 & 0.2392 \\ 0.0496 & 0.0612 & 0.0947 & 0.1435 & 0.2392 & 0.4310 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.22)}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 1.0665 & -0.600 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ -0.600 & 2.1330 & -0.600 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & -0.600 & 2.1330 & -0.600 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & -0.600 & 2.1330 & -0.600 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.600 & 2.1330 & -0.600 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.600 & 2.1330 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.23)}$$



(a)



(b)

Figure IV.6 : *Réponse de l'impédance (DPI) des enroulements des deux cas étudiés*

(a) Cas 01

(b) Cas 02

Pour fixer les limites supérieure et inférieure des inductances propres et mutuelles, la valeur d'inductance équivalente ($L_{eq} = 6{,}98\,mH$) de l'enroulement a été utilisée, la limite supérieure de l'inductance étant déterminée comme étant $l_{smax} = L_{eq} / N$ et sa valeur du borne inférieure $l_{smin} = 0$. Cependant, les bornes supérieures de l'inductance mutuelle sont choisies, de sorte que les inégalités (IV.14) et (IV.15) sont strictement vérifiées. En outre, Ragavan et Satish [121] ont également constaté que $0{,}4\ l_s < M_{12} < 0{,}8\ l_s$ et $0{,}4\ M_{i,j-1} < M_{i,j} < 0{,}8 M_{i,j-1}\ \forall i = 1,\ldots,N-1, \forall j = 2,\ldots,N-1$.

Toutefois, il convient de noter que ces limites peuvent être modifiées en fonction du bobinage étudié. Par conséquent, la borne supérieure de M_{12} peut être choisie $M_{12max} = 0.8 l_{smax}$ et sa borne inférieure $M_{12min} = 0$. Comme pour M_{ij}, qui peut être borné entre $M_{i,j-1\,min} = 0$ et $0{,}8 M_{ij-1\,max}$. Par conséquent, les limites des espaces de recherche pour les inductances propres et mutuelles sont choisies de telle sorte que les contraintes des inégalités (IV.14) et (IV.15) soient strictement vérifiées.

Néanmoins, la largeur de l'espace de recherche ralentit le processus de l'algorithme. Par exemple, si $l_s \in [0{,}1]$ est double par rapport à $l_s \in [0, 0{,}5]$, ces limites peuvent être ajustées en fonction de la bobine étudiée. Pour l'estimation de la capacité série et de la constante de distribution, la fixation de ces limites supérieure et inférieure peut être choisie sur une plage large ou étroite, en fonction de la connaissance exacte ou non exacte de ces valeurs. Puisque la capacité série peut être déterminée à partir d'une mesure indirecte. Par conséquent, les limites de recherche de C_s et α peuvent être choisies pour une plage étroite basée sur ces valeurs. Les valeurs convergentes de la matrice d'inductance et de capacité (en mH et ηF respectivement) sont montrées par les équations (IV.24) et (IV.25) ci-dessous.

$$[L] = \begin{bmatrix} 0.4315 & 0.2389 & 0.1437 & 0.0946 & 0.0615 & 0.0493 \\ 0.2389 & 0.4315 & 0.2389 & 0.1437 & 0.0946 & 0.0615 \\ 0.1437 & 0.2389 & 0.4315 & 0.2389 & 0.1437 & 0.0946 \\ 0.0946 & 0.1437 & 0.2389 & 0.4315 & 0.2389 & 0.1437 \\ 0.0615 & 0.0946 & 0.1437 & 0.2389 & 0.1437 & 0.2389 \\ 0.0493 & 0.0615 & 0.0946 & 0.1437 & 0.2389 & 0.4315 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.24)}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 1.0646 & -0.5981 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ -0.5981 & 2.1292 & -0.5981 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & -0.5981 & 2.1292 & -0.5981 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & -0.5981 & 2.1292 & -0.5981 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.5981 & 2.1292 & -0.5981 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.5981 & 2.1292 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.25)}$$

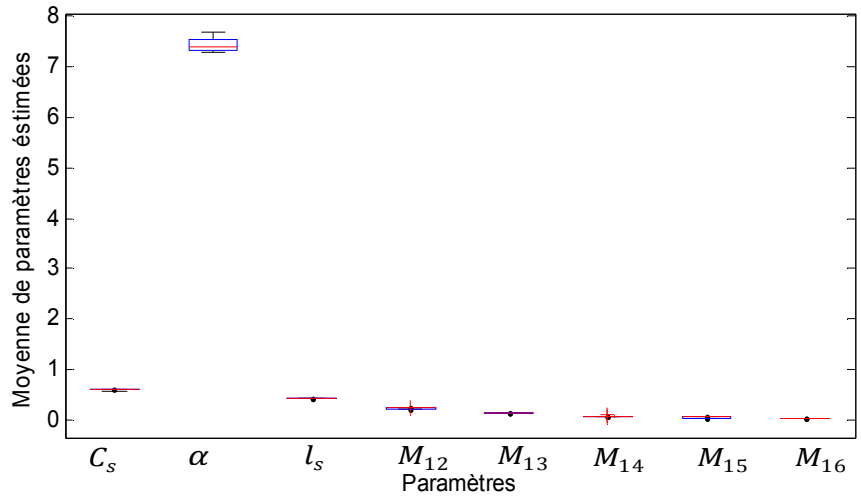
Note: Au cours de l'exécution de l'algorithme, une légère différence dans les paramètres identifiés pour chaque exécution s'est produite, cela est le cas de tous les algorithmes métaheuristiques, y compris PSO et BA qui utilisent le processus de recherche aléatoire. Ceci est correct et acceptable, cependant, pour assurer que les différences doivent être suffisamment faibles, et il devrait exécuter le programme en utilisant un nombre d'itérations élevé. Par ailleurs, la boîte à moustaches montrée sur la figure. IV.7 représente les statistiques récapitulatives pour l'analyse des paramètres estimés du réseau mutuellement couplé pour différents exécutions en utilisant l'algorithme BA. Il est clair que chaque paramètre du modèle est très mince, on peut conclure donc que le circuit de référence a été construit pour chaque exécution. Le tableau IV.2 montre la comparaison entre les valeurs des paramètres estimés du modèle en utilisant l'algorithme de la chauve-souris (BA) et PSO avec son écart type par rapport à celles de la référence [121].

Paramètres du modèle	Valeurs de réference [121]	Valeurs identifies		Déviation (%)	
		BA	PSO	BA	PSO
l_s	0.4310	0.4315	0.4337	0.12	0.63
M_{12}	0.2392	0.2389	0.2387	0.13	0.21
M_{13}	0.1435	0.1437	0.1429	0.14	0.42
M_{14}	0.0947	0.0946	0.0938	0.11	0.95
M_{15}	0.0612	0.0615	0.0609	0.49	0.49
M_{16}	0.0496	0.0493	0.0481	0.60	3.02
C_s	0.6000	0.5981	0.5890	0.32	1.83
α	7.4833	7.4974	7.5440	0.19	0.81

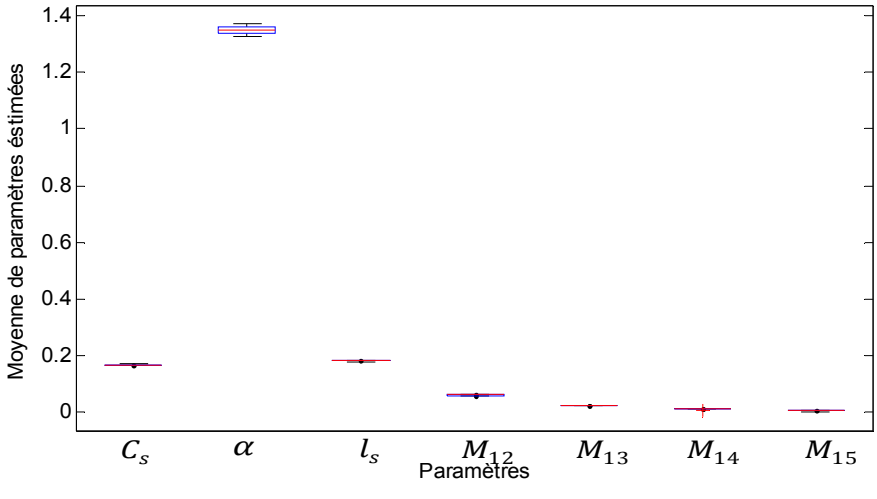
Tableau IV.2 : *Comparaison des inductances (mH) et capacités $series(\eta F)$ estimées en utilisant les algorithmes BA et PSO par rapport au circuit référence.*

Comme les valeurs des paramètres du modèle mutuellement couplé sont estimées, le circuit de référence (l'empreinte d'un enroulement sain) peut être construit pour obtenir sa réponse en fréquence. La figure IV.8 (a) représente la comparaison graphique entre la réponse en fréquence de l'impédance en DB obtenue dans la référence [121] et celle obtenue à partir des paramètres calculés à l'aide des algorithmes BA, PSO et VF. La comparaison entre les fréquences de résonances O_{cnfs} et S_{cnfs} estimées à l'aide de BA, PSO et VF à celles de la référence [121] est présentée dans le tableau IV.3. Où il est clair que les trois algorithmes

présentent une très bonne précision en termes de points de résonance du test FRA. Cependant, toutes les fréquences propres de circuit ouvert et de court-circuit O_{cnfs} et S_{cnfs} respectivement ont été estimées en utilisant les algorithmes BA, PSO et VF avec une erreur ne dépassant pas 1% (figure IV.8 (a) et tableau IV.3). L'erreur des fréquences de résonance O_{cnfs} et S_{cnfs}, la capacité effective et l'inductance équivalente ont été calculées à l'aide de l'équation (IV.26).



(a)



(b)

***Figure IV.7**: Statistiques récapitulatives des paramètres estimés en utilisant BA du modèle de l'enroulement*

(a) Cas 01

(b) Cas 02

$$Error(\%) = \left|\frac{measured\ values - estimated\ values\ using\ BA\ method}{measured\ values}\right| \times 100 \quad \text{(IV.26)}$$

Estimées dans [121]		Estimées en utilisant						Erreur (%)					
		BA		PSO		VF		BA		PSO		VF	
S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)	S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)	S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)	S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)	S_{cnf}	O_{cnf}	S_{cnf}	O_{cnf}	S_{cnf}	O_{cnf}
105.19	40.48	104.90	40.54	104.90	40.54	105.02	40.51	0.28	0.15	0.28	0.15	0.11	0.07
224.79	142.58	225.14	142.67	224.47	142.30	225.41	142.72	0.16	0.06	0.14	0.20	0.27	0.10
334.44	249.42	334.02	249.85	333.35	249.18	335.09	249.52	0.13	0.17	0.33	0.14	0.19	0.04
410.09	346.41	410.17	346.04	409.50	345.38	410.66	346.62	0.02	0.11	0.14	0.30	0.14	0.06
472.42	414.34	469.62	414.18	468.96	414.18	472.86	414.62	0.59	0.04	0.73	0.04	0.09	0.07
-	473.73	-	472.30	-	470.96	-	474.08	-	0.30	-	0.58	-	0.07
$L_{eq} = 6.98\ mH$ $C_{g,eff} = 5.6\eta F$		$L_{eq} = 7.0398mH$ $C_{g,eff} = 5.6025\eta F$		$L_{eq} = 7.0350mH$ $C_{g,eff} = 5.590\eta F$				0.86 0.04		0.79 0.18			

Tableau IV.3 : *Comparaison entre les fréquences propres de circuit ouvert et de court-circuit O_{cnfs} et S_{cnfs} estimés dans [121] à celles obtenues à partir des algorithmes BA, PSO et VF*

IV.6.2. Cas 02: Etude expérimentale du bobinage

Dans ce cas, la méthode BA est appliquée avec succès sur un enroulement du transformateur réel. Le bobinage utilisé dans cette étude est discrétisé en 05 disques, où chaque disque contient 30 tours sur trois couches, hauteur totale 500 mm, de diamètre extérieur et intérieur de 220 mm et 200 mm et un conducteur en cuivre de section plate de 10 mm^2.

Le banc d'essai réalisé au laboratoire de recherche (figure.2 dans l'annexe 4) est composé de:

- Appareil de mesure LCR mètre 20 Hz - 5 MHz pour la mesure des paramètres d'enroulement.
- Bobine d'essai, les caractéristiques géométriques sont données ci-dessus (la géométrie détaillée de l'enroulement étudié montré dans le tableau. 2 dans l'annexe 4).
- Ordinateur pour l'acquisition et le traitement de données.

La synthèse de circuit à couplage mutuel d'un enroulement du transformateur commence par la courbe FRA obtenue sur une large gamme de fréquences à partir de la mesure (figure. IV. 6 (b)), où les fréquences propres de circuit ouvert et de court-circuit O_{cnfs} et S_{cnfs} peuvent être déterminées. Il convient de noter que le nombre de sections N du modèle peut être considéré comme égal au nombre de disques du bobinage ($N = 5$) (qui égale aussi

au nombre de points de résonancesO_{cnfs}). En outre, les paramètres de l'enroulement réel comme; la résistance en courant continu ($R_{dc} = 0{,}25\,\Omega$), les résistances d'isolement en parallèle avec des capacités ont été obtenues dans ce travail environ $R_g = 700\,k\Omega$ et $R_s = 60\,k\Omega$, une inductance équivalente ($L_{eq} = 1{,}55\,mH$) et une capacité shunt effective ($C_{g,eff} = 60\,pF$) sont mesurées en utilisant le LCR-mètre. Ces valeurs ont été utilisées pour la synthèse du réseau mutuellement couplé. De plus, la résistance et la capacité shunt pour chaque section sont déterminées directement à partir de la mesure telles que; $r = 0{,}05\,\Omega$ et $C_g = 12\,pF$ respectivement. De plus, les valeurs des inductances propres et mutuelles sont mesurées en haute fréquence (à 100 kHz) en utilisant le LCR mètres où ces valeurs sont indiquées dans le tableau IV.4, et la matrice des inductances (en mH) est construit (voir l'équation (IV.27))

l_s	M_{12}	M_{13}	M_{14}	M_{15}
0.18	0.061	0.021	0.0077	0.002

Tableau IV.4 : *Inductances mesurées (mH) par le LCR mètre.*

$$[L] = \begin{bmatrix} 0.1800 & 0.0610 & 0.0210 & 0.0077 & 0.0020 \\ 0.0610 & 0.1800 & 0.0610 & 0.0210 & 0.0077 \\ 0.0210 & 0.0610 & 0.1800 & 0.0610 & 0.0210 \\ 0.0077 & 0.0210 & 0.0610 & 0.1800 & 0.0610 \\ 0.0020 & 0.0077 & 0.0210 & 0.0610 & 0.1800 \end{bmatrix} \qquad \text{(IV.27)}$$

Par ailleurs, la capacité série peut être déterminée à partir d'une mesure indirecte. En utilisant l'expression polynomiale $P\,(C_s)$, déterminée à partir des valeurs du facteur de gain scalaire "$K \approx 19{,}23$", du nombre de points de résonance ($N = 5$) et de la capacité shunt ($C_g = 0{,}012\,\eta F$):

$$P(C_s) = -38.460{C_s}^5 + 4.2310{C_s}^4 + 0.3415{C_s}^3 + 0.0049{C_s}^2 + 0.00002366C_s + 0.000000036687$$

Les racines de $P(C_s)$ sont: -0.003433, -0.009314, -0.04048, -0.004395 et 0.16764. La valeur de la capacité série est alors déterminée en tant que $C_s = 0.16764\,\eta F$. Par ailleurs, la matrice de capacités [C] (en ηF) obtenues par mesure est donnée par (IV.28).

$$[C] = \begin{bmatrix} 0.1736 & -0.1676 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ -0.1676 & 0.3473 & -0.1676 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & -0.1676 & 0.3473 & -0.1676 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & -0.1676 & 0.3473 & -0.1676 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.1676 & 0.3473 \end{bmatrix} \qquad \text{(IV.28)}$$

Les grandeurs mesurées ont permis de réduire les limites de l'espace de recherche de la méthode BA. Par conséquent, chaque élément de circuit à identifier doit être défini entre deux limites (limites supérieure et inférieure) basées sur ces valeurs, qui sont expliquées ci-dessus (cas 01).

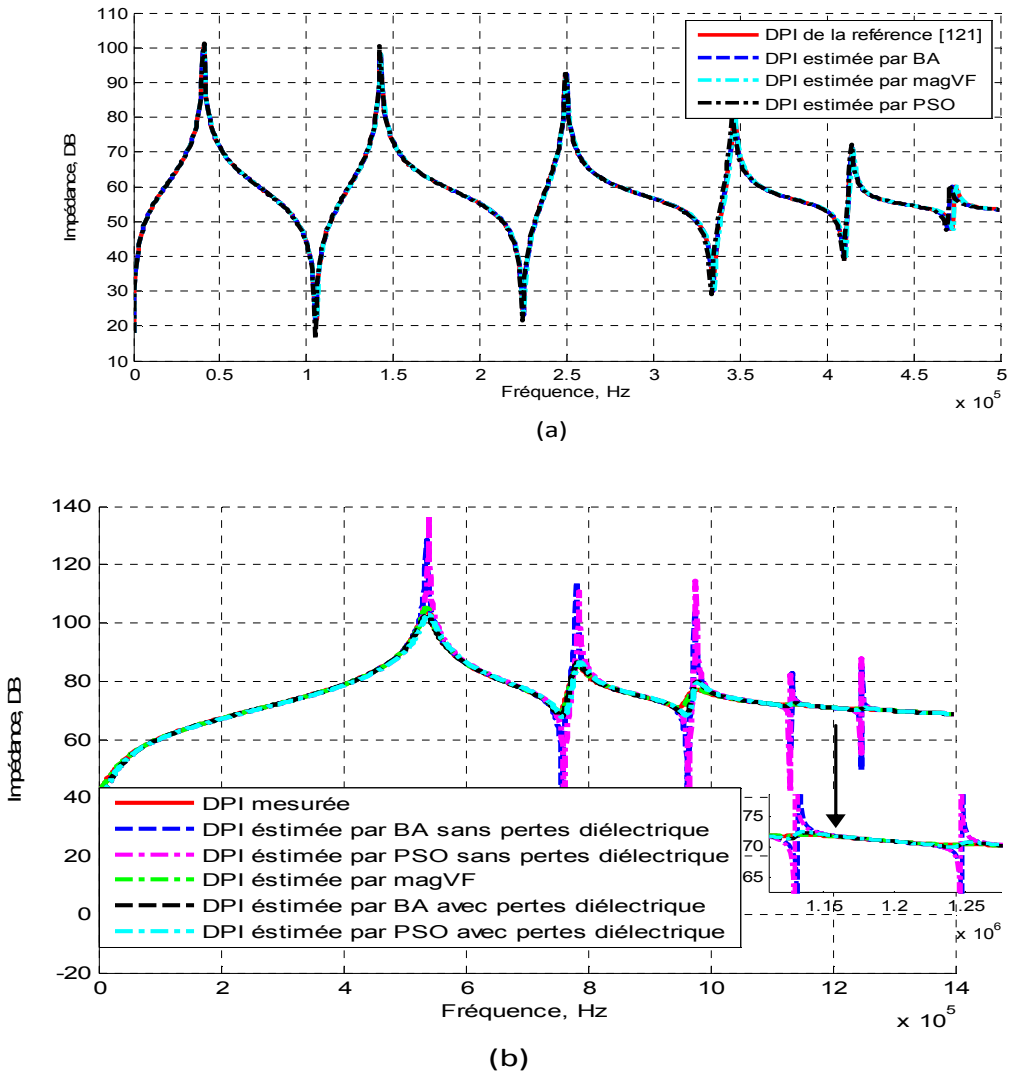


Figure. IV.8: *Comparaison entre la DPI en DB mesurée par rapport à celle estimé en utilisant les algorithmes BA, PSO et VF*

(a) Cas 01
(b) Cas 02

Le programme de la méthode BA a été écrit avec 25 cycles d'itérations (25 exécutions automatiques) répétitives. Les valeurs de paramètre sont obtenues après le cycle complet d'itération. Afin d'obtenir la meilleure solution qui correspondant aux données de mesure, différentes exécutions de l'algorithme ont été effectuées. Cependant, les statistiques récapitulatives des paramètres estimés sont illustrées à la figure IV. 7 (b). Les valeurs des

paramètres du réseau à couplage mutuel équivalent à l'enroulement du transformateur estimé à l'aide de l'algorithme BA sont comparées à celles de l'algorithme PSO, comme indiqué dans le tableau IV.5.

Elements de circuit	Valeurs mesurées	Valeurs identifiés		Déviation (%)	
		BA	PSO	BA	PSO
l_s	0.180	0.1803	0.1796	0.17	0.22
M_{12}	0.061	0.0608	0.0597	0.33	2.13
M_{13}	0.021	0.0213	0.0207	1.43	1.43
M_{14}	0.0077	0.0078	0.0079	1.30	2.60
M_{15}	0.002	0.0020	0.0019	0.00	5.00
C_s	0.1676	0.1672	0.1665	0.26	0.66
α	1.3377	1.3404	1.3414	0.20	0.28

Tableau IV.5 : *Comparaison des inductances (mH) et des capacités séries (ηF) éstimées en utilisants les algorithmes BA et PSO par rapport à ceux de la mesure.*

Par la suite, pour des différentes valeurs de γ, les valeurs des inductances propres et mutuelles peuvent être déterminées. Ces valeurs sont illustrées dans le tableau IV.6.

γ	l_s	M_{12}	M_{13}	M_{14}	M_{15}
0.3373	0.18197	0.061377	0.020703	0.006983	0.0023554
0.30986	0.18859	0.058436	0.018107	0.0056104	0.0017384
0.32177	0.1836	0.059075	0.019008	0.0061162	0.001968
0.33512	0.17973	0.060229	0.020184	0.006764	0.0022667
0.31983	0.18426	0.058931	0.018848	0.006028	0.0019279
0.35061	0.1763	0.061812	0.021672	0.0075986	0.0026642
0.32859	0.18195	0.059789	0.019646	0.0064557	0.0021213

Tableau IV.6 : *Les valeurs des inductances (mH) éstimées pour les déffirentes valeurs de γ.*

Les valeurs convergentes de la matrice d'inductance et de capacité (en mH et ηF respectivement) de la bobine étudiée expérimentalement sont montrées par les équations (IV.29) et (IV.30) ci-dessous ;

$$[L] = \begin{bmatrix} 0.1803 & 0.0608 & 0.0213 & 0.0078 & 0.0020 \\ 0.0608 & 0.1803 & 0.0608 & 0.0213 & 0.0078 \\ 0.0213 & 0.0608 & 0.1803 & 0.0608 & 0.0213 \\ 0.0078 & 0.0213 & 0.0608 & 0.1803 & 0.0608 \\ 0.0020 & 0.0078 & 0.0213 & 0.0608 & 0.1803 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.29)}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0.1732 & -0.1672 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ -0.1672 & 0.3464 & -0.1672 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & -0.1672 & 0.3464 & -0.1672 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & -0.1672 & 0.3464 & -0.1672 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.1672 & 0.3464 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.30)}$$

Le circuit de référence a été construit avec ces paramètres (résistance en courant continu, résistances d'isolement, capacités et inductances respectivement en Ω, kΩ, ηF et mH, pour les valeurs d'inductance mutuelle, voir le tableau IV.5 et figure IV.9).

La comparaison graphique entre la réponse en fréquence mesurée de l'impédance et celle obtenue à partir des paramètres identifiés à l'aide des algorithmes BA, PSO et VF est illustrée à la figure IV.8 (b). On peut voir que le modèle sans résistance d'isolement prévoit des pics de résonance beaucoup plus élevés que les données de mesure. Alors qu'une bonne précision a été trouvée pour le modèle avec des résistances d'isolement. La comparaison des valeurs mesurées des fréquences propres de circuit ouvert et de court-circuit avec celles estimées en utilisant les algorithmes BA, PSO et VF est indiquée dans le tableau IV.7. Il est clair que toutes les fréquences propres de circuit ouvert et de court-circuit O_{cnfs} et S_{cnfs} respectivement ont été identifiées avec une grande précision en utilisant les algorithmes BA, PSO et VF (figure IV.8 (b) et tableau IV.7).

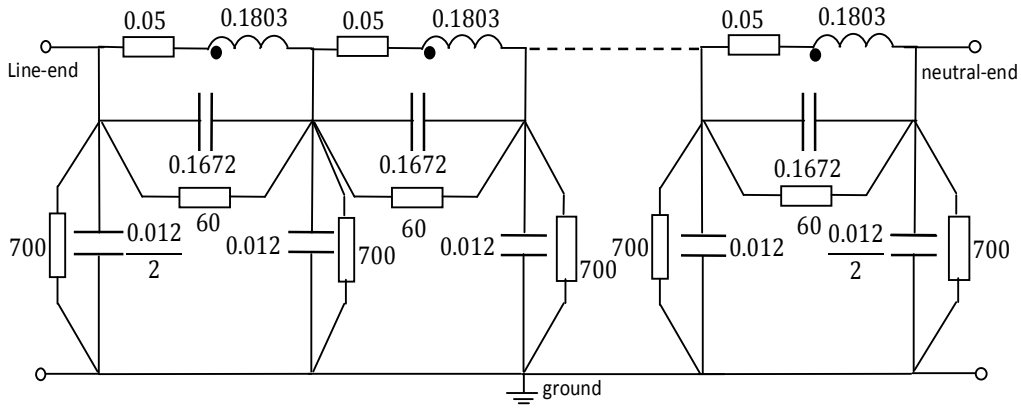


Figure IV.9 : *Circuit de référence de cinq sections*

Des indices statistiques couramment utilisés dans le domaine de diagnostic par la méthode FRA [12], [28]-[30] sont les coefficients de corrélation (CC) et les indices max-min (MM) données par l'équation (IV.31). Ces indices sont compris entre 0 et 1.

$$CC = \frac{\sum_{i=1}^{k}(Zei \times Zmi)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{k} Zei^2} \times \sqrt{\sum_{i=1}^{n} Zmi^2}},\ MM = \frac{\sum_{i=1}^{k} min(Zei,\ Zmi)}{\sum_{i=1}^{k} max(Zei,\ Zmi)} \quad \text{(IV.31)}$$

Valeurs mesurées		Estimées en utilisant						Erreur (%)					
		BA		PSO		magFV		BA		PSO		VF	
S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)	S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)	S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)	S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)	S_{cnf}	O_{cnf}	S_{cnf}	O_{cnf}	S_{cnf}	O_{cnf}
752	536	756	537	757	540	755	536	0.53	0.19	0.66	0.75	0.40	0.00
954	784	959	783	961	787	950	780	0.53	0.13	0.73	0.38	0.42	0.51
1123	979	1126	977	1125	981	1124	969	0.27	0.20	0.18	0.20	0.09	1.02
1240	1139	1242	1140	1242	1136	1246	1131	0.16	0.09	0.16	0.26	0.48	0.70
-	1254	-	1252	-	1251	-	1246	-	0.16	-	0.64	-	0.64
$L_{eq} = 1.55\ mH$ $C_{g,eff} = 60pF$		$L_{eq} = 1.5509\ mH$ $C_{g,eff} = 60.06pF$		$L_{eq} = 1.5352mH$ $C_{g,eff} = 59.95pF$				0.06 0.10		0.95 0.08			

Tableau IV.7 : *Comparaison des O_{cnfs} et S_{cnfs} mesurées à ceux estimées en utilisant les algorithmes BA, PSO et VF.*

Tels que, Zm et Ze sont l'amplitude du point de donnée de la réponse en fréquence d'impédance mesurée et estimée et k est le nombre de points de données des signaux considérés. Afin d'évaluer les performances de l'algorithme, les indices CC et MM ont été calculés pour chaque algorithme (BA, PSO et VF). La comparaison de la vitesse de convergence des trois algorithmes BA et PSO dépend de la forme de l'espace de la solution décrite par la fonction objective et les paramètres des algorithmes utilisés.

La complexité de calcul de BA et PSO est presque similaire. La différence est que tous les agents dans PSO sont entraînés par la solution optimale trouvée jusqu'à présent dans la population. Néanmoins, seuls les agents ont la possibilité de réaliser le processus de marche aléatoire qui est affecté par la solution optimale. Ainsi, dans la plupart des cas, BA peut converger plus vite que PSO, ce qui a été trouvé dans le tableau IV.8.

Cas étudiés	Indice CC	Indice MM	Temps de traitement (seconde)
Case 01			
BA	0.9962	0.9616	2.6202
PSO	0.9912	0.9343	2.7533
VF	1.0000	0.9946	4.1820
Case02			
BA	0.9941	0.9331	2.3696
PSO	0.9779	0.8726	2.4950
VF	1.0000	0.9977	3.7130

Tableau IV.8 : Degré de similitude des deux cas étudiés

À partir des indices statistiques CC et MM décrits dans le tableau IV.8, on peut noter que les données prédites par les trois algorithmes ont une bonne précision par rapport à la mesure. Bien que le VF ait plus de précision que l'algorithme BA et PSO, l'avantage des algorithmes d'optimisation stochastique (BA et PSO) par rapport à l'algorithme VF dans le domaine FRA est que le VF estime que les points de résonance de la réponse FRA. Cependant, en plus de l'estimation des points de résonance, les méthodes d'optimisation stochastique (tels que ; BA et PSO) permettent de prédire les paramètres du modèle mutuellement couplé afin d'évaluer les défauts du transformateur.

La figure IV.10 illustre la comparaison entre les caractéristiques de convergence en fonction du nombre d'itérations des algorithmes BA et PSO qui se terminent à 1000 itérations. Cependant, il est clair que les performances BA et PSO donnent les meilleurs résultats. D'autre part, nous pouvons directement voir que la solution initiale de BA est évidemment mieux que celle du PSO. Ainsi, les deux algorithmes BA et PSO atteignent une proximité très proche de l'optimum global.

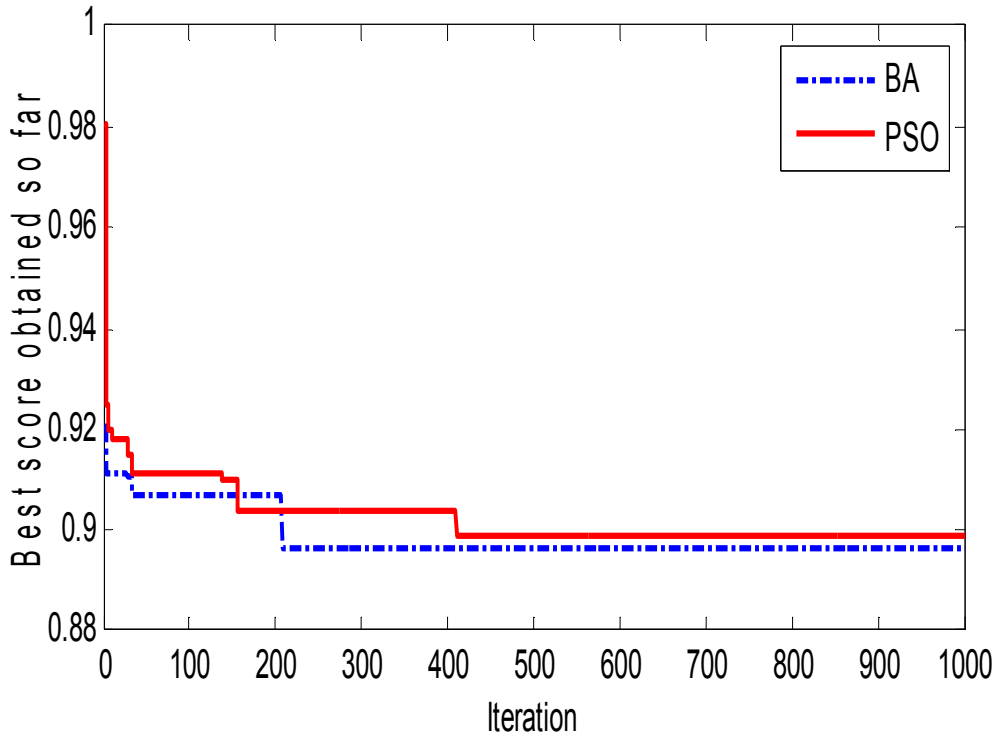


Figure. IV.10: *Comparaison entre les caractéristiques de convergence des algorithmes BA et PSO*

Conclusion

Dans ce chapitre une approche de modélisation a été effectuée, cette approche a pour but de construire le modèle haute fréquence mutuellement couplé du transformateur sans avoir besoins à son ouverture en utilisant uniquement des grandeurs facilement mesurables. La synthèse du modèle a été effectuée avec un algorithme appelée BA.

Afin de valider l'approche proposée, les résultats obtenus ont été validés pour des tests expérimentaux et par comparaison avec des résultats rencontrés dans la littérature. L'algorithme adopté a été comparé avec deux autres algorithmes largement utilisés (PSO et VF), ce qui a montrée que l'algorithme appliqué présente des meilleures performances en termes de précision et rapidité.

Chapitre V

Diagnostic des déplacements radiaux d'un enroulement du transformateur: Résultats expérimentaux

Introduction

Les bobines du transformateur peuvent être soumises à des forces électromécaniques anormales (axiales et radiales) en raison de défauts électriques (tels que des courts-circuits entre phases) ou des défauts environnementaux (chocs de foudre, séisme, ... etc.) survenant dans les réseaux électriques. La contrainte cumulative de ces forces anormales entraîne des distorsions mécaniques (déformations axiales et radiales) sur les enroulements du transformateur. Ces déformations sont parmi les défaillances les plus difficiles à détecter, interpréter et d'évaluer l'étendue de leurs dégâts. La survenue de ces dommages peut être détectée avec une sensibilité élevée en utilisant la méthode d'analyse fréquentielle (FRA) [4]. Cette technique s'est révélée être un outil fiable permettant de s'assurer que le noyau et les enroulements n'ont subi aucun dommage mécanique dû à des chocs électriques ou mécaniques. Cette technique est très difficile à interpréter à moins que l'enroulement ne soit gravement endommagé et que l'interprétation repose souvent sur les connaissances et l'expérience des ingénieurs effectuant le test [14], [31], [37], [52], [93]. Cependant, les dommages qui se manifestent le plus souvent par un décalage à droite ou à gauche des pics / creux des points de résonances dans la réponse en fréquence dus principalement aux changements inductifs et capacitifs de l'enroulement. À l'heure actuelle, il n'existe pas une approche assurant effectivement la localisation et l'évaluation de l'étendue de la gravité d'un dommage, qui peuvent se prononcer sur l'état réel du transformateur. Ce chapitre propose une nouvelle approche qui peut être un outil d'évaluation de la gravité des dommages de toute nature et être applicable à tous les types d'enroulements. Toutefois, l'approche proposée est basée sur la variation des pics / creux de fréquences de résonances en fonction de la variation

de l'inductance de l'enroulement pour établir une corrélation entre les déplacements radiaux de l'enroulement et ses changements paramétriques (les fréquences de résonance de la réponse FRA et l'inductance équivalente) afin de proposer un outil permettant de localiser et d'évaluer l'étendue de ces défaillances entre les disques de l'enroulement, en vue de proposer une approche définit simultanément l'emplacement et la gravité d'une déformation. Des résultats expérimentaux sur un enroulement construit pour cette étude, ont valide la méthode proposée pour localiser la position et la gravité de la déformation des disques de l'enroulement.

V.1. But et motivation

L'approche de diagnostic par FRA du transformateur est une méthode principalement fondée sur la comparaison, à savoir, la réponse mesurée de l'enroulement à un état d'évaluation est comparée à la réponse correspondant à l'enroulement à l'état sain (état de référence) pour tirer des conclusions sur les défaillances (défauts de court-circuit, déformations axiaux et radiaux… etc.) de l'enroulement. Cependant, les efforts de recherche visant à tirer des conclusions sur l'étendue de ces dommages ont tenté de quantifier le déséquilibre entre les deux FRAs (la réponse de l'enroulement à l'état de référence et celle de l'état d'évaluation). A cette fin, pendant près de deux décennies, les recherches ont été axées principalement à établir la capacité de la FRA de détecter les dommages mécaniques et la sensibilité réalisable d'évaluer la gravité de ces dommages [124] - [126], afin d'établir le lien entre un dommage causé à un enroulement et la déviation de fréquence observée. Pour cela, les indices mathématiques et statistiques ont été rapportés [127] - [129]. Cependant, la variation de ces indices en ce qui concerne l'étendue des dommages s'est avérée extrêmement difficile à généraliser et non applicable à tous les types de dommages. D'autre part, l'analyse et l'interprétation de l'impact de ces déplacements / déformations mécaniques (de différents types) sur les paramètres de la représentation du réseau mutuellement couplé équivalent à l'enroulement du transformateur est une approche plus systématique. En effet, ces déformations modifient les paramètres électriques (les inductances et les capacités) de l'enroulement et par conséquent modifient sa réponse en fréquence. Par conséquent, l'évaluation de l'étendue de ces défauts à partir des paramètres de l'enroulement peut donner une indication sur ces mouvements / déformations de l'enroulement et sa gravité. La motivation principale de cette étude est de mettre au point une mesure permettant de quantifier l'écart dans les FRAs, qui peut au moins évaluer qualitativement la gravité des

dommages des enroulements du transformateur. Les objectifs de ce travail peuvent être donc énumérés comme suit:

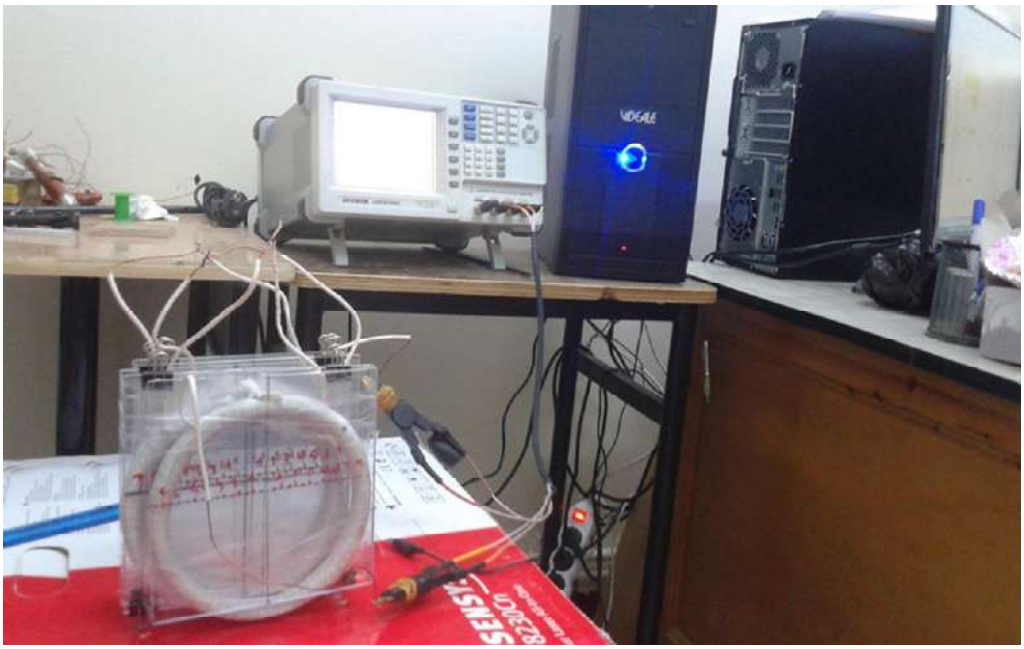
- ✓ Déterminer l'état des dommages quand il apparaît
- ✓ Son emplacement et sa gravité devraient être évaluables
- ✓ Accomplir la tâche ci-dessus de manière non invasive et non destructive, c'est-à-dire seulement en utilisant des quantités mesurables à partir des bornes des enroulements du transformateur en utilisant la technique FRA.

V. 2. L'enroulement proposé et ses paramètres obtenus par la technique FRA

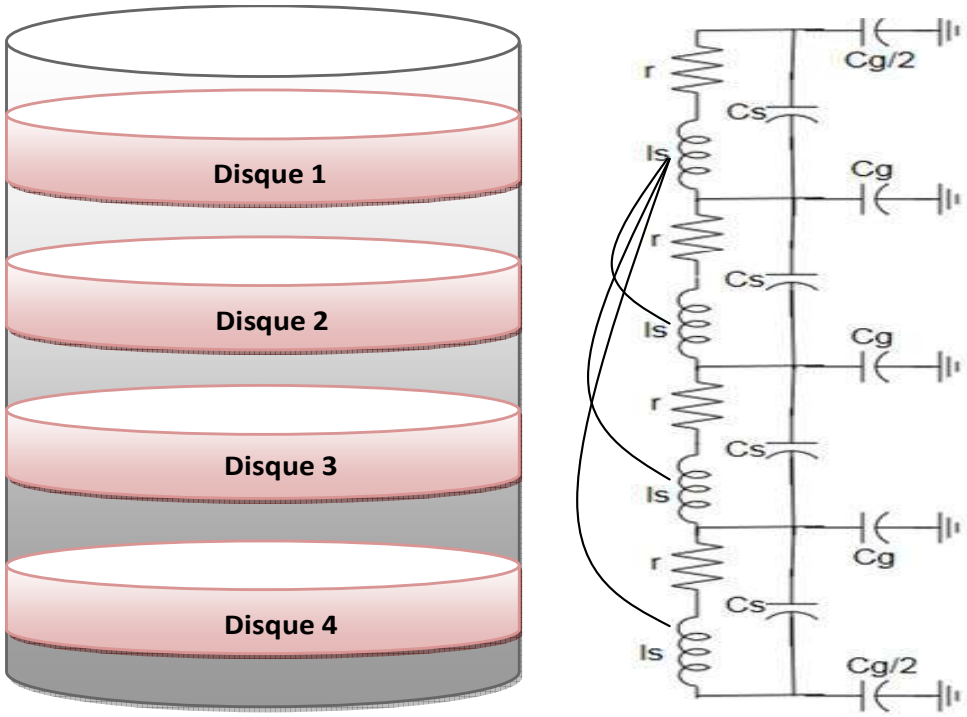
Le bobinage utilisé dans cette étude à noyau d'air a été construit en 04 disques individuels. Ensuite, ces disques ont été empilés sur un axe horizontal pour constituer le bobinage, comme la montre dans la figure. V. 1 (a) et (b). Chaque disque de l'enroulement contient 150 tours, de longueur totale de bobinage de 200 mm, de diamètre extérieur et intérieur de 160 mm et 150 mm respectivement. Une structure en plastiques a été construite pour supporter les disques et facilites la réalisation des déplacements (axiaux et radiaux) de l'enroulement comme illustré dans la figure. V. 1 (a). Cette structure consistait en deux plaques rectangulaires de plastiques transparent de 160 mm × 160 mm, ce qui permet un déplacement radial et axial de l'importe quel disque.

Note: En l'absence de matériaux magnétiques, les inductances propres et mutuelles sont des paramètres dépendant uniquement de la taille et la position géométrique des conducteurs d'enroulement et ils sont indépendants du courant appliqué [130].

Les points de résonances O_{cnfs} et S_{cnf} de l'enroulement sont définies à partir de la réponse fréquentielle de l'impédance mesurée (sur ses extrémités en utilisant le LCR mètre); les O_{cnfs} et S_{cnfs} correspondants aux fréquences où se trouvent les pics et les creux respectivement. La FRA de l'enroulement sain (état de référence) est illustrée sur la figure. V.2.



(a)



(b)

Figure V.1 : *Représentation schématique dans l'état sain du bobinage étudié*

(a) Banc d'essai, (b) représentation de la bobine étudié avec son modèle équivalent

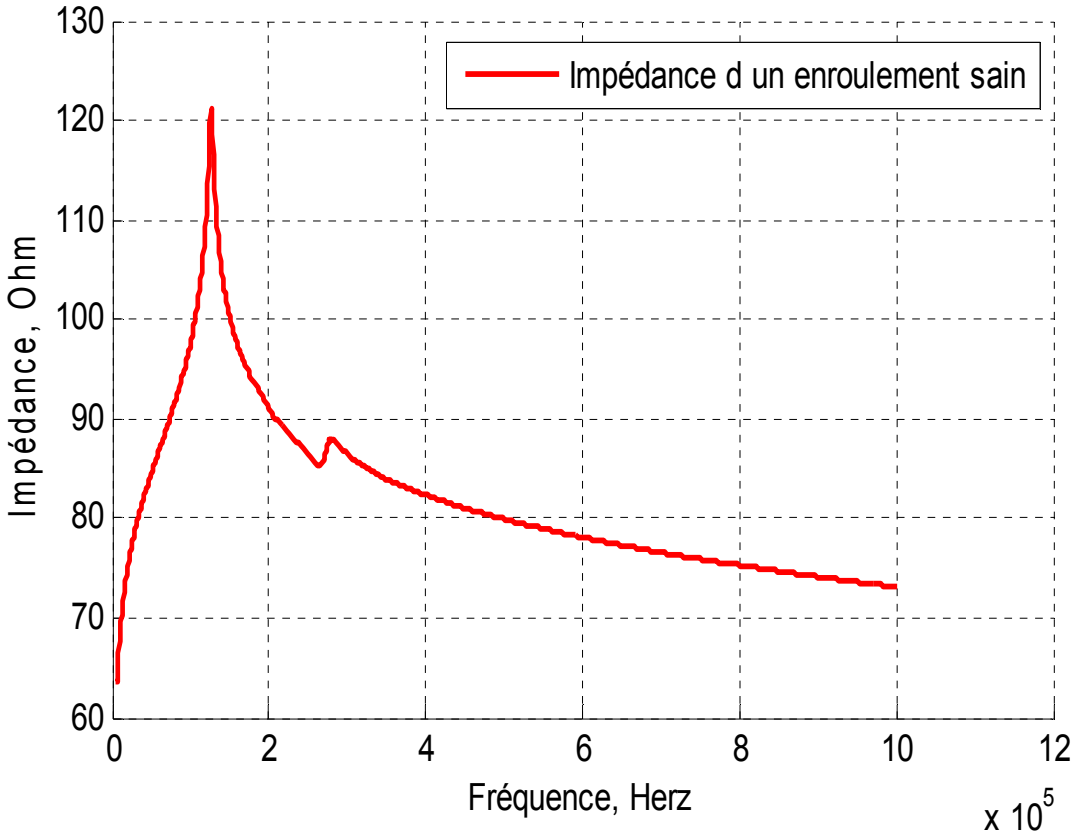


Figure V.2 : *Impédance mesurée d'un enroulement sain*

V.2.1. Les fréquences de résonance

La FRA des bobines du transformateur décrit par des points de résonances, où leur exploitation par rapport aux éléments de circuit équivalents mutuellement couplée est extrêmement importante. Toutefois, la formulation des fréquences de résonance en fonction des éléments du modèle est vraiment une tâche compliquée en raison de la dépendance géométrique [62], [131], [132]. La formule théorique des fréquences de résonances d'un circuit LC série (ou parallèle) peut s'écrire sous la forme suivante:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad \text{(V.1)}$$

L'expression de fréquence de résonance pour le circuit mutuellement couplé équivalent à une seule bobine fait l'objet d'une étude dans [131]:

$$f = \frac{2\pi n^2}{\sqrt{L(C_g + 4\pi^2 n^2 C_s)}} \qquad \text{(V.2)}$$

Où L, C_g, C_s et n sont l'inductance, la capacité shunt, la capacité série et l'ordre de point de résonance, respectivement [62], [131]. Des tests expérimentaux montrent que (V.2) n'analyse pas avec précision les résonances de la réponse d'un transformateur [62]. Cependant, elle peut donner une indication sur l'analyse des déplacements des points de résonances en fonction des déformations des enroulements du transformateur. Le tableau V.1 montre les fréquences des résonances O_{cnfs} et S_{cnf} mesurées du l'enroulement à l'état sain.

O_{cnfs} (Hz)	126020	280020
S_{cnf} (Hz)	264020	-

Tableau V.1 : *Fréquences de résonance O_{cnfs} et S_{cnfs} d'un enroulement sain*

V. 2.2. Paramètres (inductances et capacité) mesurées de l'enroulement

V.2.2.1. Inductances de l'enroulement

Les éléments de la matrice des inductances de l'enroulement illustré dans la figure V.1 sont donnés par l'équation (V.3) ci-dessous.

$$L = \begin{bmatrix} ls1 & M12 & M13 & M14 \\ M21 & ls2 & M23 & M24 \\ M31 & M32 & ls3 & M34 \\ M41 & M42 & M43 & ls4 \end{bmatrix} \quad \text{(V.3)}$$

L'inductance équivalente d'un enroulement composé de N disque est égale à la somme de l'inductance propre et de l'inductance mutuelle de chaque disque par rapport à tous les autres disques de cet enroulement [102], [121]. Il convient de noter que dans le cas d'une déformation géométrique entre les disques du bobinage devient non homogène (les distances entre les disques ne sont pas égales et les inductances mutuelles ne sont pas égales, $l_{s1} = l_{s2} = l_{s3} = l_{s4}$, $M_{12} \neq M_{23} \neq M_{34}$, $M_{13} \neq M_{24}$). Ainsi, pour le bobinage proposé, l'inductance équivalente de l'enroulement regroupée est donnée par (V.4), tandis que l'inductance mutuelle équivalente du même disque est donnée par (V.5):

$$Leq = Nl_s + 2(M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{13} + M_{24} + M_{14}) \quad \text{(V.4)}$$

$$Meq = 2(M_{12} + M_{23} + M_{34} + M_{13} + M_{24} + M_{14}) \quad \text{(V.5)}$$

La valeur de l'inductance équivalente de l'enroulement a été mesurée à 10 KHz à l'aide du LCR mètre, dans laquelle sa valeur reste presque constante dans cette gamme de fréquences, d'où $Leq \approx 47{,}77\ mH$. Par ailleurs, les inductances propres et mutuelles sont

aussi mesurées par le LCR mètre afin de construire la matrice d'inductance, et ses valeurs en mH sont montrées dans le tableau V.2.

l_s	M_{12}	M_{13}	M_{14}
5.55	2.85	1.57	1.095

Tableau V.2 : *Valeurs des inductances propres et mutuelles mesurées par le LCR mètre.*

Par conséquent, la matrice d'inductance détaillée (mH) de l'enroulement sain obtenu est:

$$L = \begin{bmatrix} 5.55 & 2,85 & 1,57 & 1,095 \\ 2,85 & 5.55 & 2,85 & 1,57 \\ 1,57 & 2,85 & 5.55 & 2,85 \\ 1,095 & 1,57 & 2,85 & 5.55 \end{bmatrix}$$

V.2.2.2. Capacité équivalente de l'enroulement

À partir des réponses de l'impédance de l'enroulement, on peut identifier sa valeur de capacité équivalente. Toutefois, il est bien connu qu'au-dessus du plus haut O_{cnf}, l'effet des inductances est négligeable. De plus, si la phase correspondante de la réponse d'impédance est plus proche de 90 °, l'effet de résistance est aussi négligeable.

Par l'excitation les bornes de l'enroulement proposée sur une gamme de fréquence au dessus de plus haut O_{cnf}, la fréquence correspond à la capacité équivalente peut être identifiée. Cependant, le modèle du circuit mutuellement couplé illustré dans la figure V.1 peut être approximé comme un circuit avec des capacités en série et en parallèle uniquement. Le circuit résultant est montré par la figure V.3. La capacité d'entrée de l'enroulement peut être déterminée comme suit [113]:

$$C = -\frac{\sin\theta}{2\pi f|Z|} \qquad \text{(V.6)}$$

A partir de la réponse de l'impédance dans la figure V.3, le plus haut O_{cnf} est observé à 280 kHz. Par conséquent, le point de fréquence correspond à la capacité équivalente de l'enroulement est identifiée à 500 KHz (bien au-dessus du plus haut O_{cnf} et la phase est plus proche de –90 °($\theta \approx 87°$)). En utilisant l'équation (V.4), la valeur de la capacité équivalente est obtenue approximativement $C_{eq} \approx 32.091$ pF.

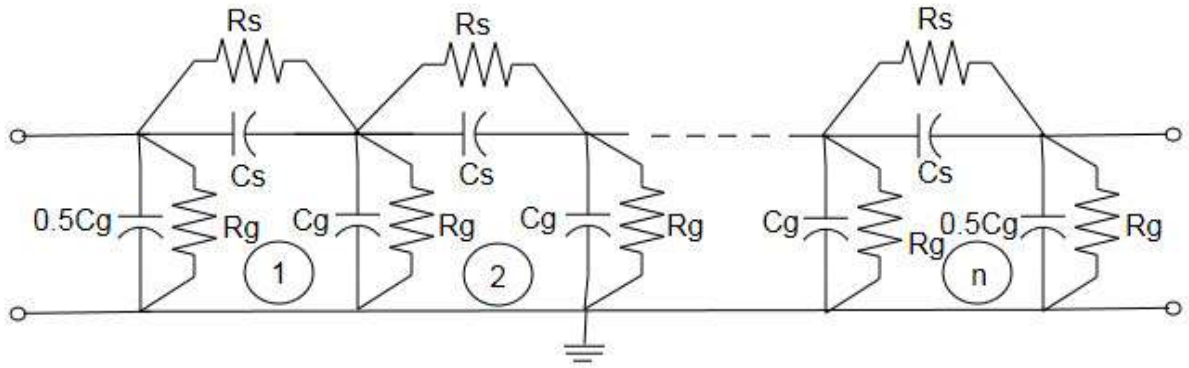
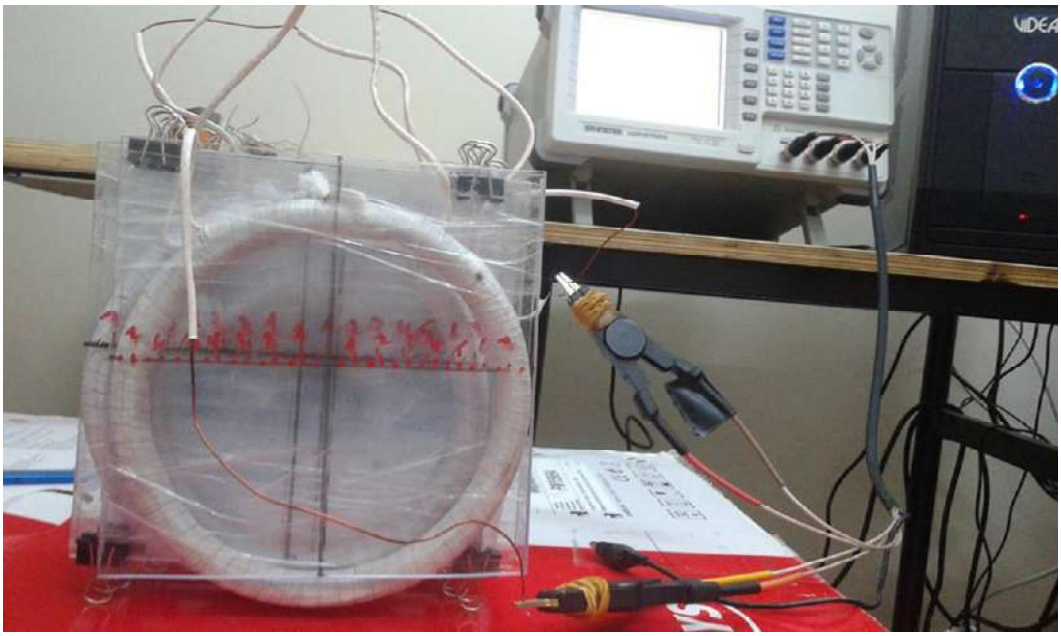


Figure V.3 : *Circuit équivalent pour mesurer* C_{eq}

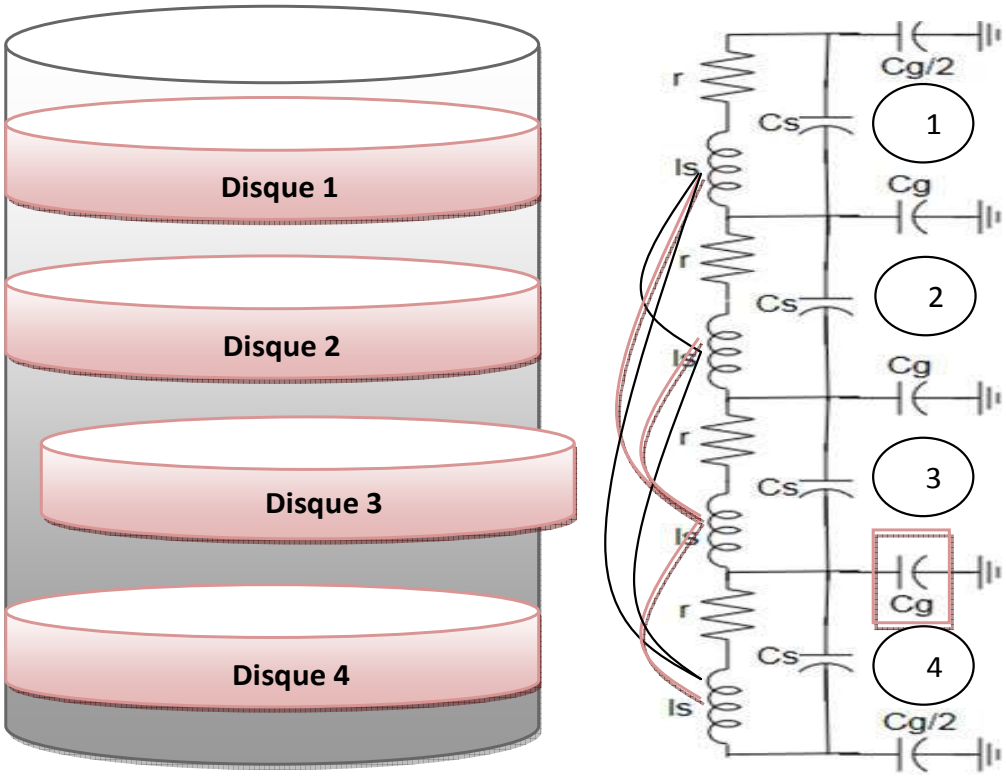
V.3. Déformations de l'enroulement

Les enroulements du transformateur de haute tension sont construits sous forme de galettes. Ces derniers sont séparés par des cales en bois, afin de limiter la distribution de la tension le long de l'enroulement. Par ailleurs, l'action des forces axiales et radiales sur les conducteurs ou les disques des enroulements du transformateur en particulier dans des situations de court-circuit important ou de choc de foudre provoque des déformations axiales et radiales dans les enroulements du transformateur [31].

Dans cette partie on s'intéressera à l'étude de la déformation radiale de l'enroulement. Cette déformation a été réalisée 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. La figure V.4 illustre la manière de la réalisation de la déformation radiale sur le disque 03 et son effet sur les paramètres du modèle mutuellement couplé équivalent à l'enroulement. En effet, un déplacement radial d'un disque de l'enroulement provoque une diminution de l'inductance équivalente et une augmentation de la capacité shunt effective de l'enroulement, ce qui provoque le décalage des fréquences de résonances de la courbe FRA de l'enroulement vers la droite ou vers la gauche selon les degrés de diminution des valeurs de ces paramètres (selon le paramètre dominant inductif ou capacitif), ainsi que selon les gammes de fréquences de ces points de résonances. De ceci, les décalages de fréquence de résonance en fonction des paramètres de l'enroulement peuvent constituer un outil d'analyse permettant de prédire le type de changement paramétrique de l'enroulement (inductif ou capacitif (augmentation ou diminution)). On peut donc être en mesure de prédire le type de défaut (déplacement axial, radial ou défaut de court-circuit) de l'enroulement.



(a)



(b)

Figure V.4 : *Représentation schématique après un déplacement radiale du bobinage étudié*

(a) Défaut expérimental (b) l'influence du défaut sur les paramètres du modèle

Après un déplacement radial se soit effectué sur le disque 03 par exemple la matrice modifiée $\hat{L}$ est donnée par l'équation (V.7) et les éléments concernés par la modification sont ombrés, les autres éléments de la matrice restent inchangé. Ensuite, la différence matricielle entre les deux matrices (avant et après le déplacement) est illustrée par l'équation (V.8).

$$\hat{L} = \begin{bmatrix} ls1 & M12 & M13 & M14 \\ M21 & ls2 & M23 & M24 \\ M31 & M32 & ls3 & M34 \\ M41 & M42 & M43 & ls4 \end{bmatrix} \quad \text{(V.7)}$$

$$\Delta \hat{L} = L - \hat{L} \quad \text{(V.8)}$$

V. 3.1. Études des déplacements radiaux de l'enroulement

La technique de la réponse fréquentielle FRA est un outil de diagnostic qui peut être utilisée pour interpréter les défaillances de l'enroulement du transformateur. A cette fin, des déplacements radiaux sur les différents disques de l'enroulement proposé ont été réalisés en modifiant sa géométrie. Ensuite, la technique d'analyse fréquentielle est utilisée pour évaluer la gravité de ces déformations. Toutefois, la figure V.5 montre Le déplacement des fréquences de résonance pour un déplacement radiale de 5 mm du disque 02 de l'enroulement.

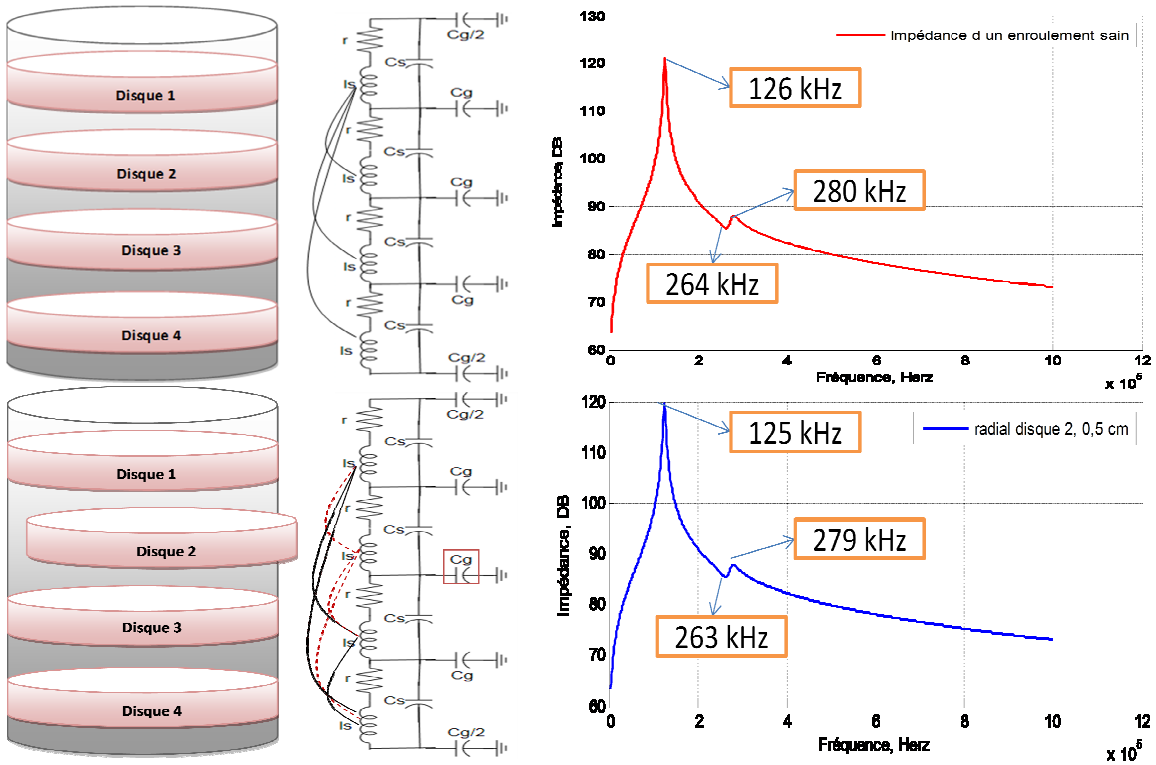


Figure V.5 : Le déplacement des fréquences de résonance pour un déplacement radiale de 5 mm du disque 02.

V.3.1.1. Déplacement radiale du disque 01 de l'enroulement

La courbe FRA de la figure V.6 montre que les décalages de la première fréquence de résonance du déplacement du disque 01 est vers la gauche pour les déplacement du disque de 5 mm et 10 mm, en raison de la légère baisse de l'effet inductif pour ces deux déplacements, le déplacement vers la droite commence à partir d'une déformation d'environ de 20 mm, en raison d'une augmentation du degré de déplacement entraînant une diminution de l'inductance et une augmentation de la capacité shunt effective, du fait que l'effet inductif est devenu le paramètre dominant à basse fréquence. Par ailleurs, le déplacement du deuxième point de résonance de ce type de déformation est vers la gauche pour les divers déplacements (5 mm, 10 mm et 20 mm et 30 mm) réalisés, car l'influence de l'effet inductif commence à disparaître dans cette bande de fréquence (200 kHz- 400 kHz) et l'effet capacitif (capacité shunt effective) est devenu le facteur dominant.

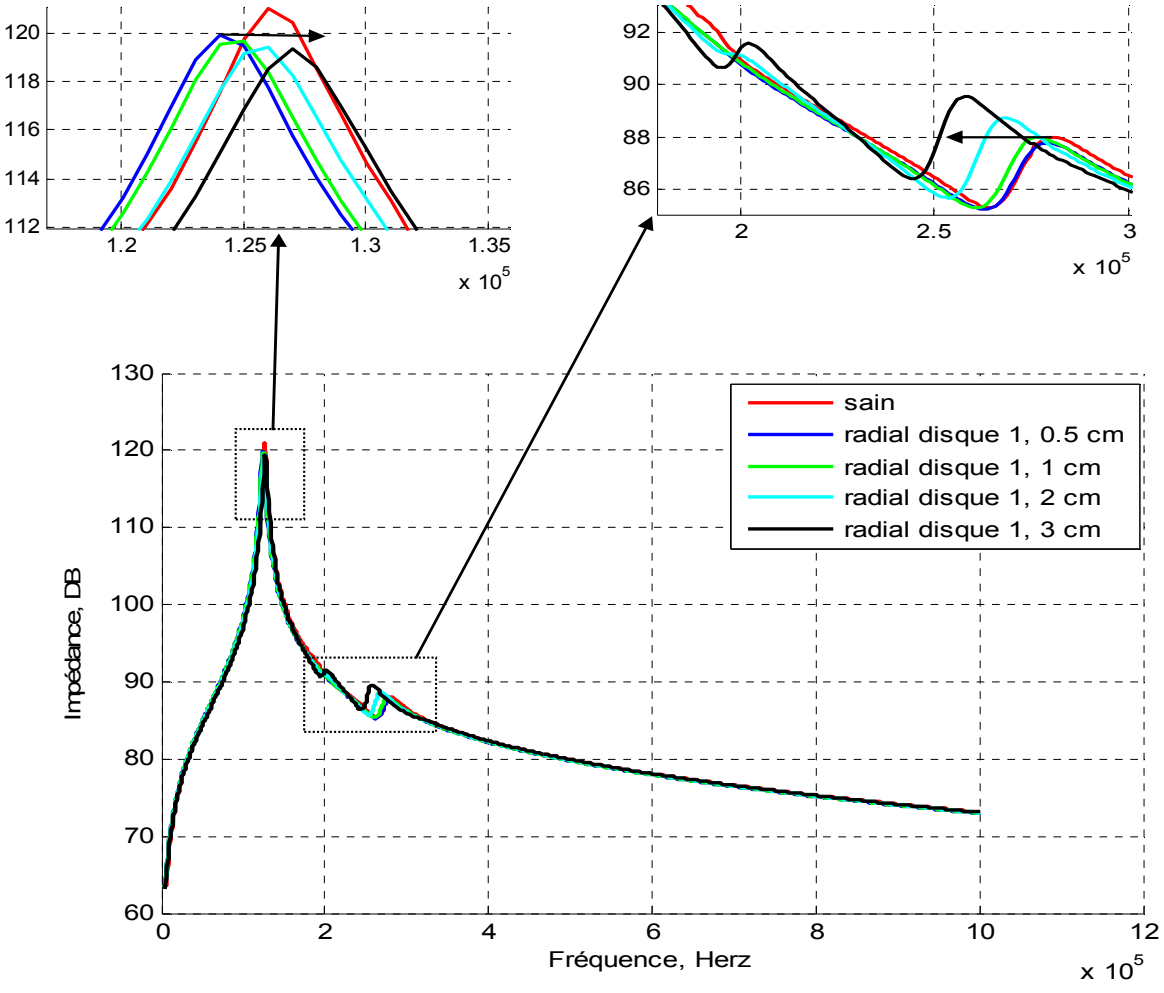


Figure V.6 : *Déplacements radiaux (5 mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm) du disque 01*

V.3.1.2. Déplacement radiale du disque 02 de l'enroulement

Les mêmes constatations pour le déplacement radiale de disque 02, sauf que le décalage du premier point de résonance est vers la droite commence à partir d'environ de 10 mm (figure V.7), car la diminution de l'inductance de l'enroulement lorsque le déplacement est dans le disque 02 est plus important à celle du disque 01 (figure V.9).

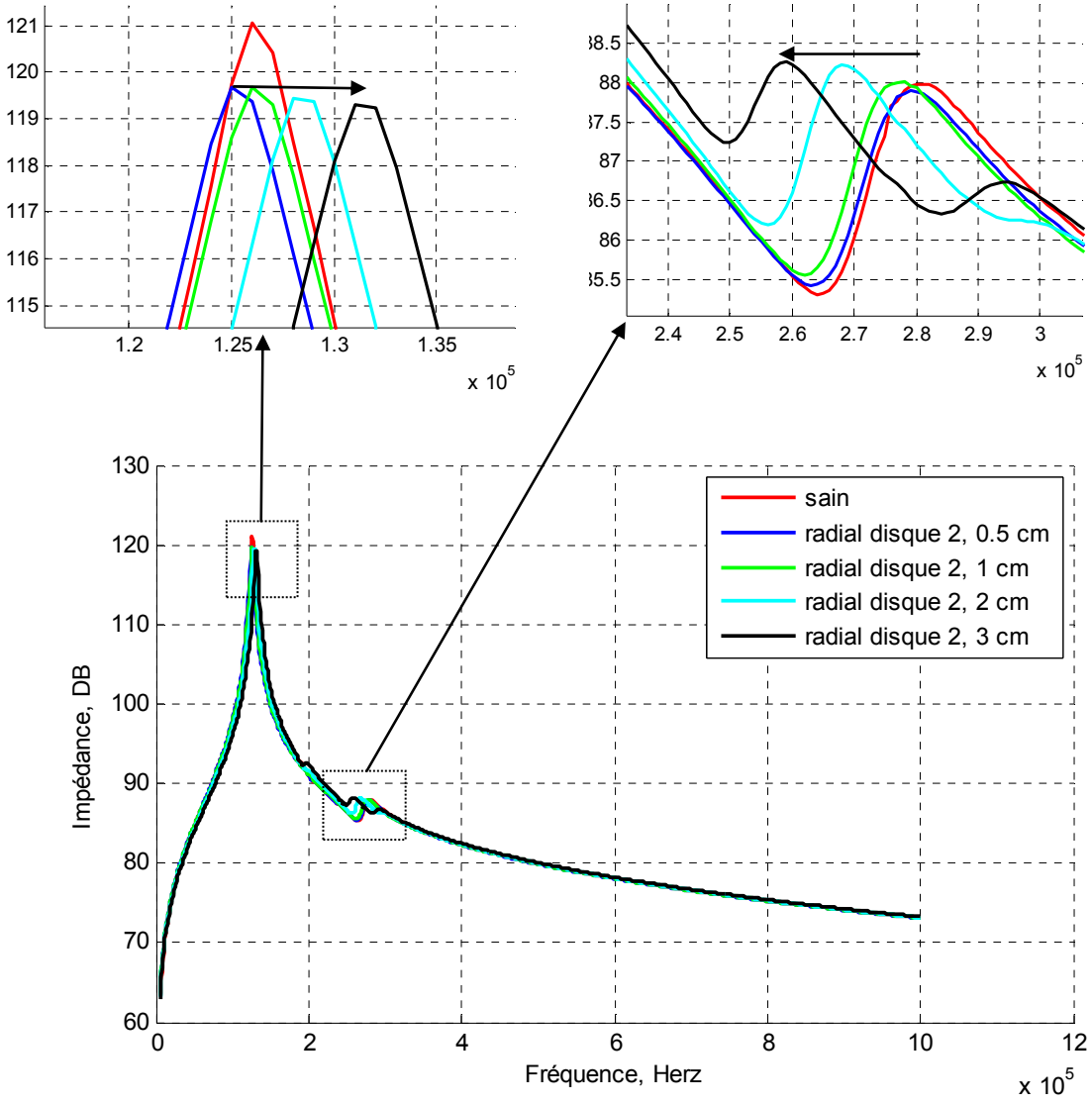


Figure V.7 : *Déplacements radiaux (5 mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm) du disque 02*

V.3.1.3. Comparaison entre les déplacements radiaux des disques 01 et 02 de l'enroulement

La figure V.8 montre une comparaison entre les déplacements radiaux (5 mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm) du disque 01 et 02. A partir de la comparaison de la première résonance, on

peut remarquer que le décalage de point de résonance correspond au déplacement du deuxième disque et plus rapide à ceux du disque 01, ceci est du à une diminution plus importante du l'inductance équivalente de l'enroulement du défaut dans le disque 02 par rapport à ceux du disque 01. Bien que les points de résonance de ces 02 défauts dans les disques 01 et 02 sont approximativement les mêmes, en raison du même changement capacitif (même capacité shunt effective) dans les disques 01 et 02 et de la disparition des effets inductifs à haute fréquence.

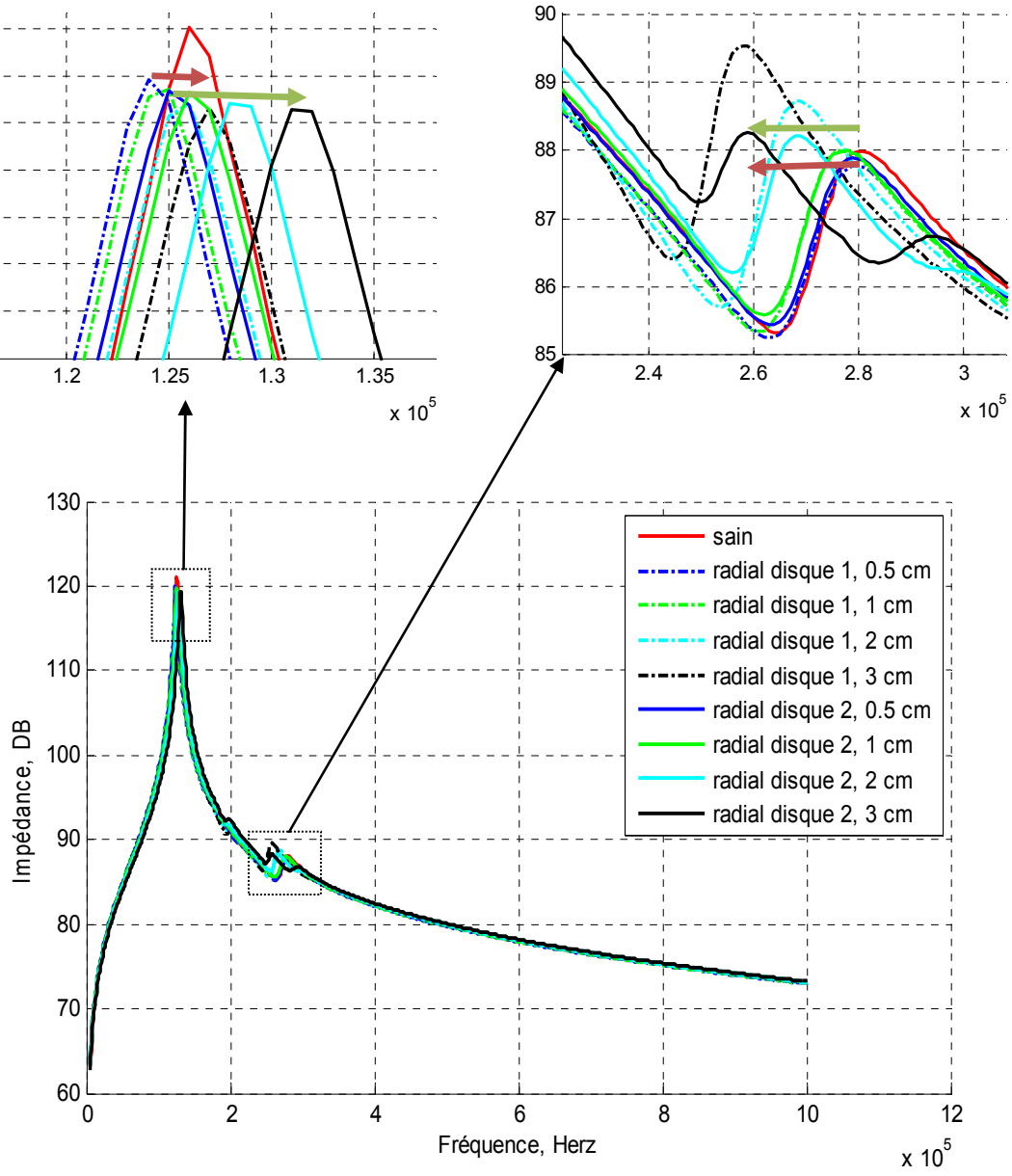


Figure V.8 : *Comparaison des déplacements radiaux du disque 01 et 02 de 5 mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm*

V. 4. Méthode proposée pour l'évaluation des déplacements radiaux

Dans le cas de défaut (déformation ou court-circuit) dans les enroulements du transformateur, l'enroulement devient non homogène, les paramètres du son modèle équivalent mutuellement couplé change, et le calcul de ces paramètres devient ainsi très difficile à cause de la dissymétrie de bobinage. Cependant, certains de ces paramètres peuvent être mesurés en régime fréquentielle à l'aide du LCR mètre, de sorte que ces paramètres (inductances et capacités) peuvent être utilisés comme un outil pour analyser et interpréter les défaillances des bobinages du transformateur.

V.4.1. Déplacements radiaux des disques de l'enroulement

Les variations de l'inductance équivalente ainsi que les O_{cnfs} et le S_{cnf} respectives des déplacements de ces deux disques 01 et 02 sont rapportés dans les tableaux V.3 et V.4 respectivement. Les ΔS_{cnf} et ΔO_{cnfs} sont calculés par :

$$\Delta O_{cnfs} = O_{cnfs} - \hat{O}_{cnfs} \qquad \text{(V.9)}$$

$$\Delta S_{cnf} = S_{cnf} - \hat{S}_{cnf} \qquad \text{(V.10)}$$

Où les fréquences de résonance O_{cnfs} et S_{cnf} correspondant à l'état sain et $\hat{O}_{cnfs}$et $\hat{S}_{cnf}$ sont correspondant au cas déformé, respectivement.

Déplacement du disque 01	ΔL_{eq} (mH)	O_{cnfs} (Hz)		S_{cnf}(Hz)	ΔO_{cnfs}(Hz)		ΔS_{cnf}(Hz)
		1	2		1	2	
5 mm	0,1507	124020	279020	263020	2000	1000	980
10 mm	0,5186	125020	276020	261020	1000	4000	2980
20 mm	1,2575	126020	268020	254020	0	12000	9980
30 mm	2,4160	127020	258020	245020	-1000	22000	18980

Tableau V.3 : *Variation de ΔS_{cnf} et ΔO_{cnfs} en fonction de ΔL_{eq} pour des déplacements radiaux du disque 01.*

Après un déplacement radial effectué sur le disque 01 et 02, les éléments des matrices L' et L'' sont montrés dans les équations (V.11) et (V.12) respectivement, les éléments affectés par la modification sont ombrés. Ensuite, les matrices $\Delta L'$et $\Delta L''$donnent les valeurs

de déviation de l'inductance mutuelle pour les déformations radiales réalisées dans les disques 01 et 02 respectivement sont données.

$$L' = \begin{bmatrix} ls1 & M12 & M13 & M14 \\ M21 & ls2 & M23 & M24 \\ M31 & M32 & ls3 & M34 \\ M41 & M42 & M43 & ls4 \end{bmatrix} \qquad \text{(V.11)}$$

$$L' = \begin{bmatrix} 5.55 & 2{,}82 & 1{,}625 & 1{,}035 \\ 2{,}82 & 5.55 & 2{,}85 & 1{,}57 \\ 1{,}625 & 2{,}85 & 5.55 & 2{,}85 \\ 1{,}035 & 1{,}57 & 2{,}85 & 5.55 \end{bmatrix}$$

$$\Delta L' = \begin{bmatrix} 0 & 0{,}03 & -0{,}055 & 0{,}06 \\ 0{,}030 & 0 & 0 & 0 \\ -0{,}055 & 0 & 0 & 0 \\ 0{,}060 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Déplacement du disque 02	ΔL_{eq} (mH)	O_{cnfs} (Hz)		S_{cnf}(Hz)	ΔO_{cnfs}(Hz)		ΔS_{cnf}(Hz)
		1	2		1	2	
5 mm	0,1620	125020	279020	263020	1000	1000	980
10 mm	0,6411	126020	278020	262020	0	2000	1980
20 mm	1,9156	128020	268020	256020	-2000	12000	7980
30 mm	3,7005	131020	259020	250020	-5000	21000	13980

Tableau V.4 : *Variation de ΔS_{cnf} et ΔO_{cnfs} en fonction de ΔL_{eq} pour des déplacements radiaux du disque 02.*

$$L'' = \begin{bmatrix} ls1 & M12 & M13 & M14 \\ M21 & ls2 & M23 & M24 \\ M31 & M32 & ls3 & M34 \\ M41 & M42 & M43 & ls4 \end{bmatrix} \qquad \text{(V.12)}$$

$$L'' = \begin{bmatrix} 5.55 & 2{,}78 & 1{,}57 & 1{,}095 \\ 2{,}78 & 5.55 & 2{,}79 & 1{,}615 \\ 1{,}57 & 2{,}79 & 5.55 & 2{,}85 \\ 1{,}095 & 1{,}615 & 2{,}85 & 5.55 \end{bmatrix}$$

$$\Delta L'' = \begin{bmatrix} 0 & 0{,}07 & 0 & 0 \\ 0{,}07 & 0 & 0{,}06 & -0{,}0450 \\ 0 & 0{,}06 & 0 & 0 \\ 0 & -0{,}045 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La variation de l'inductance équivalente en fonction de mouvements radiaux de l'enroulement est illustrée sur la figure V.9, où on peut constater que sa valeur diminue en fonction de l'augmentions de degré de déformation des disques 01 et 02, ainsi qu'on peut

constater facilement que sa variation dans le disque 02 est plus rapide par rapport à celle de disque 01. Tandis que, la variation de ΔLeq augmente en fonction de déplacements de l'enroulement comme le montre par la figure V.10.

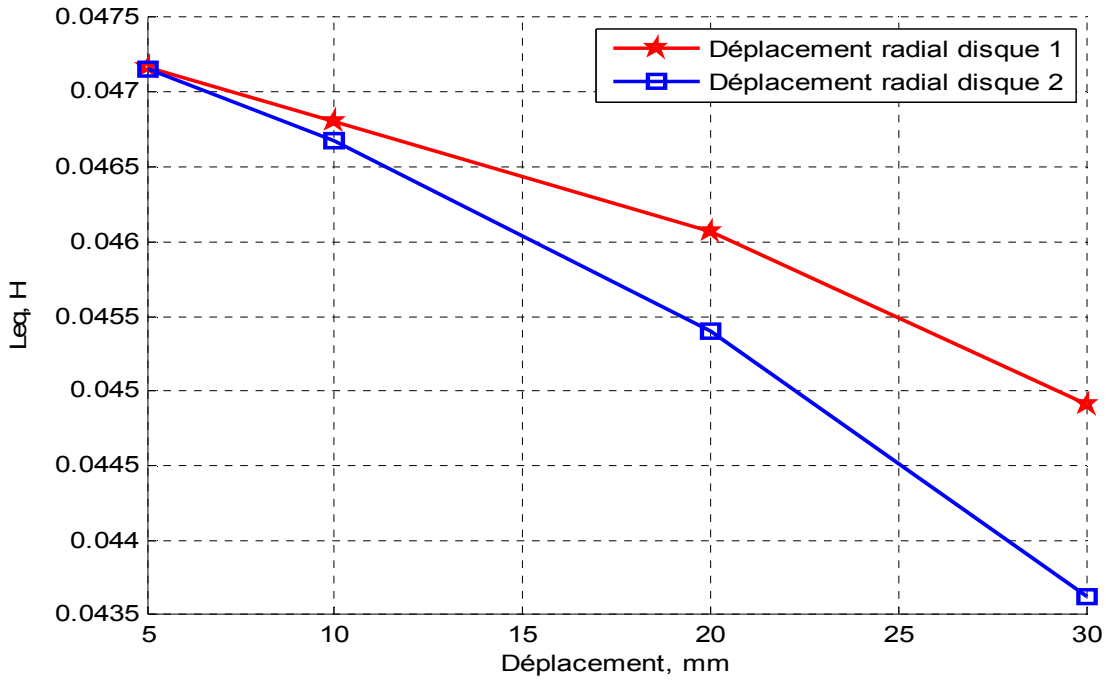


Figure V.9 : *Caractéristique de $Leq(H)$en fonction de déplacements radiaux de l'enroulement*

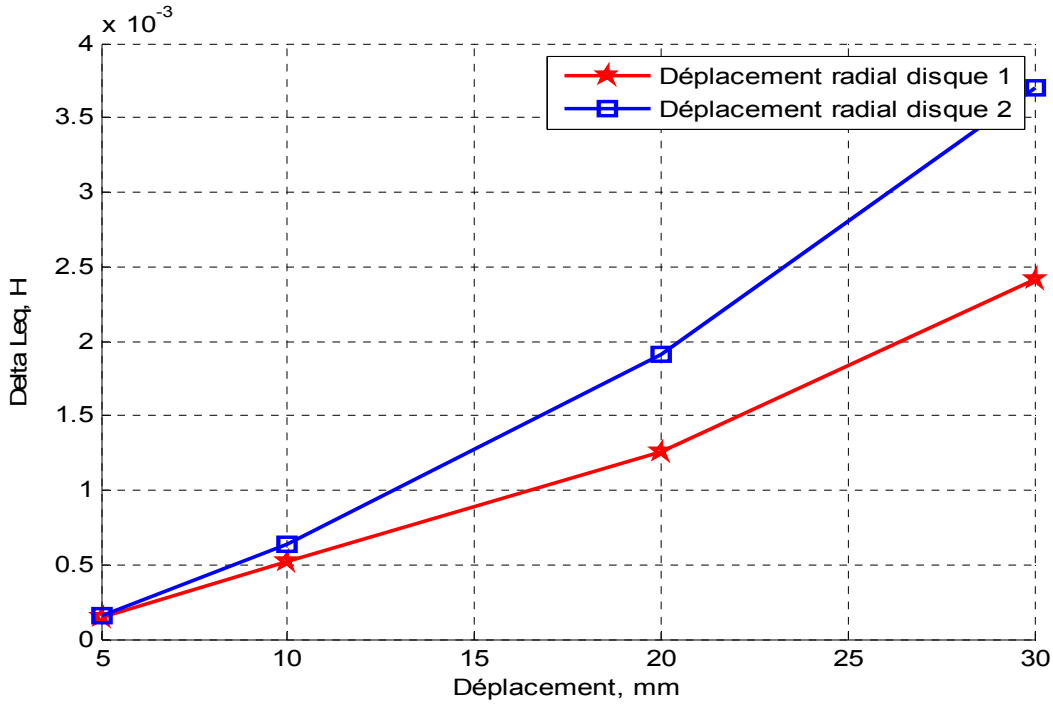


Figure V.10 : *Caractéristique de $\Delta Leq(H)$ en fonction de déplacements radiaux de l'enroulement*

Les variations ΔS_{cnf} et ΔO_{cnfs} (présentés dans les tableaux V.3 et V.4 respectivement) sont tracés en fonction de ΔLeq. Les courbes sont représentées dans les figures V.11, V.12 et V.13. On peut facilement constater que la fréquence de résonance du 1^{ier} pic ΔO_{cnf1} déminue, tandis que, du 2^{ième} pic ΔO_{cnf2} augmentent de façon monotone en fonction des déplacements du disque de l'enroulement. Cependant, à partir de la figure V.11 on peut facilement constater que la quantité ΔO_{cnf1} du disque 02 varie plus rapidement par rapport à ΔO_{cnf1} du disque 01. Tandis qu'on peut constater à partir les figures V.11 et V.13 que les caractéristiques de ΔO_{cnf2} et ΔS_{cnf} sont presque les mêmes. Toutefois, la variation de ΔS_{cnf}lorsque le déplacement dans le disque 01 est plus rapide à celle du disque 02.

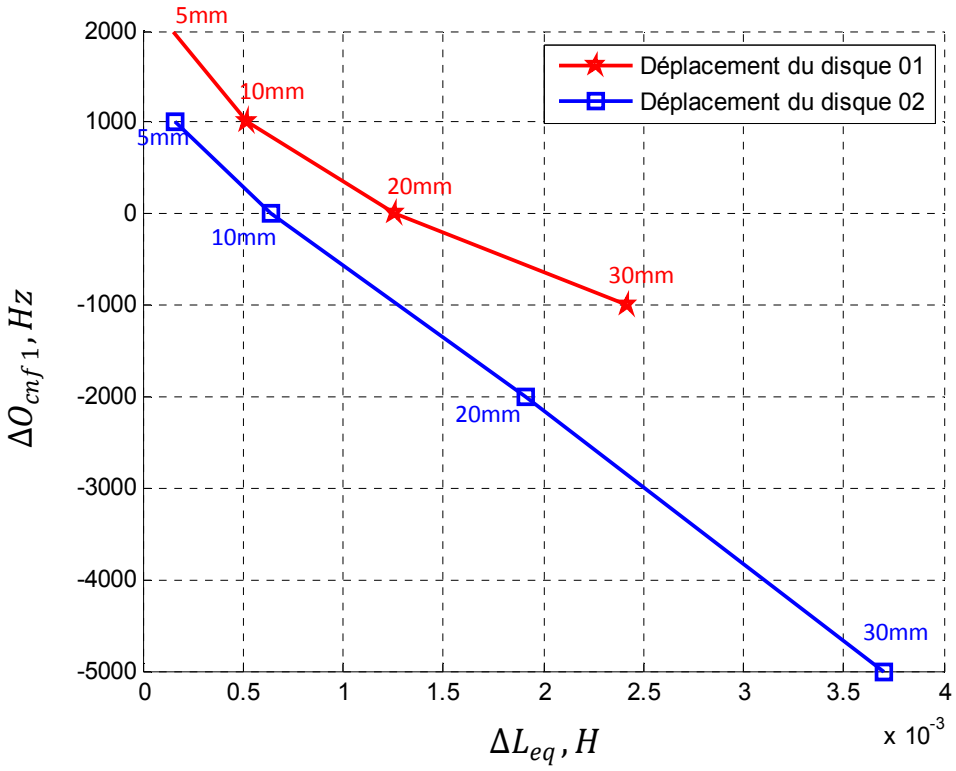


Figure V.11 : *Variation de* ΔO_{cnf1}*des disques 01 et 02 en fonction de* ΔLeq *pour les déplacements radiaux 5mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm*

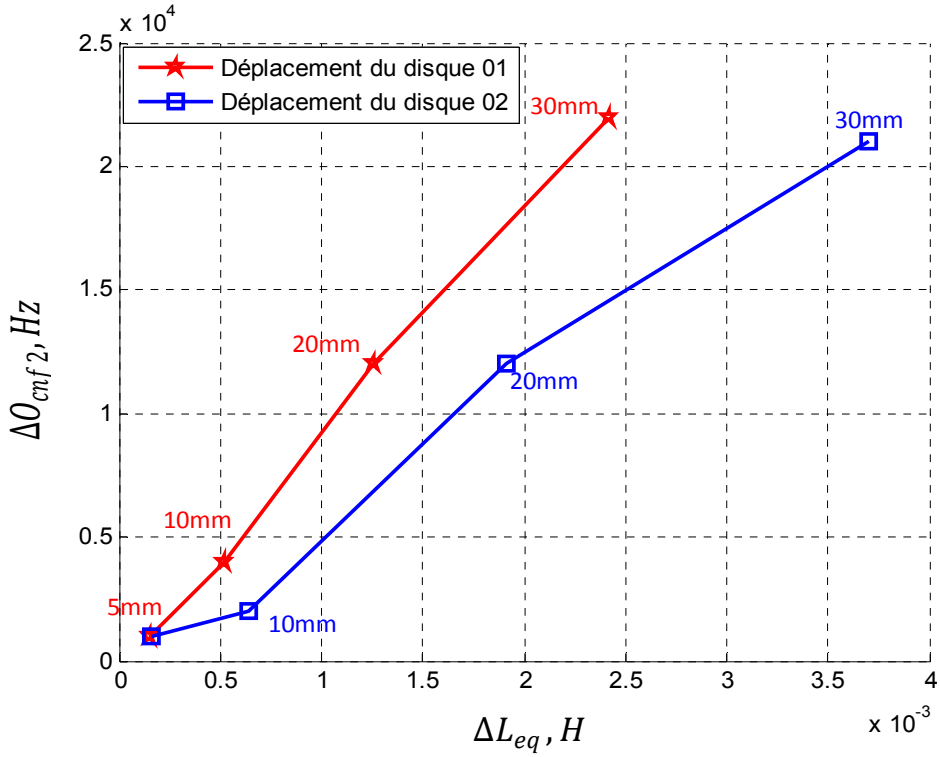


Figure V.12 : *Variation de* ΔO_{cnf2} *des disques 01 et 02 en fonction de* ΔLeq *pour les déplacements radiaux 5mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm*

Dans le but de tester l'efficacité de la méthode proposée pour localiser et évaluer l'étendue des déplacements radiaux de l'enroulement, un déplacement radial sur le disque 01 (entre 10 mm et 20 mm) a été réalisé, où l'inductance équivalente et les fréquences de résonnance et d'antirésonance de l'enroulement sont mesurées ($Leq \approx 46{,}9305\ mH$), ($O_{cnfs} \approx 125520 Hz$ et $272520\ Hz$) et ($S_{cnf} = 258020\ Hz$) respectivement. En utilisant par exemple la courbe de ΔS_{cnf} en fonction de ΔLeq, la variation de $\Delta Leq \approx 0.8395\ mH$ et la variation de $\Delta S_{cnf} \approx 6020\ Hz$ sont respectivement obtenues. Les valeurs ainsi calculées de ΔLeq et ΔS_{cnf} sont mises sur les axes des abscisses et ordonnées respectivement de la figure V.13, en traçant deux perpendiculaires à partir de ces deux points, l'intersection entre ces deux perpendiculaires indique le disque déplacé et le degré de son déplacement.

Pour cet exemple illustratif on a constaté que le défaut est sur le disque 1 avec un déplacement de presque 15 cm.

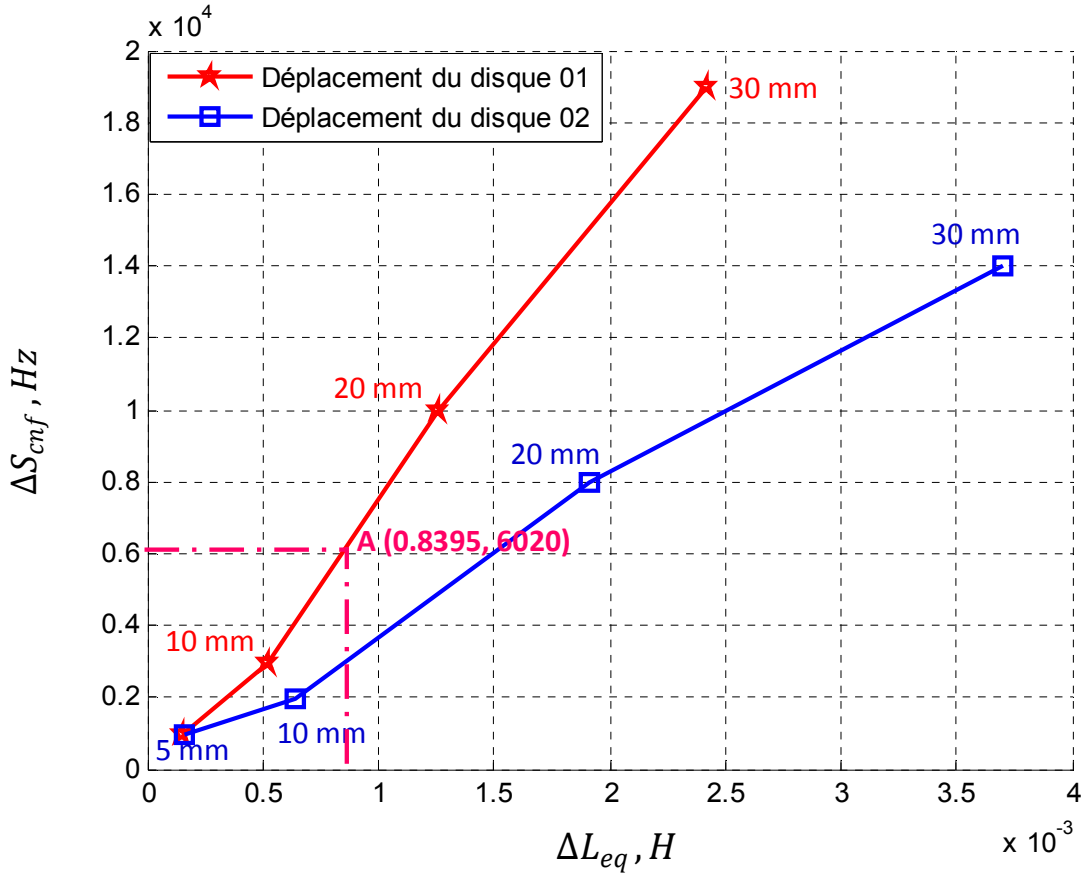


Figure V.13 : *Variation de* ΔS_{cnf} *des disques 01 et 02 en fonction de* ΔLeq *pour les déplacements radiaux 5mm, 10 mm, 20 mm et 30 mm*

Conclusion

Certains niveaux de déformations mécaniques dans les enroulements ne gênent pas les performances normales du transformateur de puissance. Cependant, de telles déformations naissantes, si elles ne sont pas surveillées, peuvent entraîner une défaillance permanente du transformateur. Pour cela, dans ce chapitre une approche a été proposée pour évaluer la gravité des déformations mécaniques dans l'enroulement du transformateur. Ces déformations se traduisent par des modifications de son comportement de haute fréquence. Une simple approche a été proposée qui peut être développée pour devenir un outil de localisation et d'évaluation de la gravité des déplacements radiaux des disques des enroulements du transformateur. Cette approche est basée sur l'analyse des décalages des fréquences de résonances des réponses FRA de l'enroulement (avant et après un déplacement radial) en fonction de la variation de l'inductance équivalente de l'enroulement. Les avantages de cette approche peuvent être énumérés comme suit:

- Corrélation entre les paramètres (ex. l'inductance équivalente) aux fréquences de résonances de la réponse FRA et les déformations de l'enroulement.

- Déplacements radiaux dans un enroulement réel peuvent être localisés, ses sévérités peuvent également être évaluées.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse est dédié à la modélisation fréquentielle des enroulements de transformateurs de puissance basé sur des données de réponse fréquentielle du bobinage du transformateur en vue de diagnostic de ce dernier. En effet, la FRA est une méthode de diagnostic relativement nouvelle pour la détection des dommages mécaniques aux enroulements du transformateur. Cette méthode fait partie des méthodes dites non destructives c'est son application ne nécessite pas l'ouverture du transformateur qui est une opération onéreuse pour l'exploitant.

En premier lieu, nous avons effectué une recherche bibliographique cernant, d'une part, un aperçu de la technique de test FRA et de la méthodologie de diagnostic des pannes de transformateurs en utilisant cette technique. La méthode est pratiquée dans le monde entier et beaucoup chercheurs pensent que la FRA peut détecter de manière convaincante la plupart des problèmes mécaniques survenus dans les transformateurs de puissance. D'autre part, une vue d'ensemble des travaux scientifiques traitant les problèmes de modélisation, de diagnostic des enroulements de transformateur de puissance et les principaux modèles mathématiques utilisés pour représenter les transformateurs ont été mis en évidence.

En second lieu, une procédure de modélisation a été développée à partir de la topologie de circuit RLC parallèle basée uniquement sur les données d'entrée provenant exclusivement du test FRA afin de construire un modèle équivalent au transformateur triphasé. La conception de la structure du modèle, la procédure de calcul des paramètres et la validation du modèle ont été mises en œuvre pour garantir que le modèle proposé répond aux exigences requises pour son utilisation en tant que outil d'aide au diagnostic. En outre, il peut s'agir d'un outil d'interprétation des phénomènes électromagnétiques liés à la réponse FRA dans une large gamme de fréquence.

Par la suite, une nouvelle approche analytique pour convertir les données de la réponse en fréquence d'un enroulement de transformateur en une fonction de transfert en domaine 's' a été proposée. La fonction de transfert (dans le domaine s) a été déterminée à partir des paramètres du modèle des cellules RLC parallèle. Par ailleurs, la fonction de transfert développée peut constituer un outil d'interprétation des comportements fréquentiel des enroulements du transformateur.

Ces dernières années, l'utilisation de méthodes itératives pour synthétiser le modèle mutuellement couplé équivalent aux enroulements du transformateur a également sujet de plusieurs travaux. Cependant, il y a beaucoup reste à faire dans ce volet de recherche. Dans cette optique, l'application de l'algorithme itératif récent dit 'chauve souris' pour la synthèse d'une représentation mutuellement couplée d'un enroulement de transformateur a été effectuée. Par ailleurs, cet algorithme a été utilisé pour la détermination du modèle, basé sur les données de la réponse fréquentielles, dont les paramètres sont mutuellement couplés. L'algorithme de chauve souris est modifié en définissant les contraintes et les bornes afin de limiter l'espace de recherche et d'assurer la construction du modèle de l'enroulement étudié d'une manière efficace.

Dans l'objectif de la détection, de localisation et de l'évaluation de la défaillance, une approche basée sur la mesure de la variation paramétrique (inductance, fréquence de résonance) a été mise en œuvre sur bobinage réel. Les résultats obtenus ont montrés que cette approche peut constituée un outil simple et efficace pour le diagnostic des défaillances mécaniques radiales qui peuvent avoir lieu dans les enroulements du transformateur.

Perspectives

Un certain nombre de domaines sont ciblés pour des recherches futures. Ces domaines incluent des améliorations aux méthodologies de modélisation proposés dans ce travail, ainsi que des domaines qui pourraient bénéficier directement ou indirectement de l'application du travail présenté dans cette thèse.

❖ **Modèle en cascades des cellules RLC parallèle équivalent au transformateur triphasé**

De nombreux développements peuvent considérablement enrichir les avantages du modèle en cascade des cellules RLC parallèle équivalent au transformateur triphasé développée dans ce projet. Certaines possibilités incluent:

- Le modèle en cascade des cellules RLC parallèle a été validée pour un transformateur triphasé de type de trois colonnes couplées, mais son utilisation peut être généralisée pour tout type de transformateur (cuirassé, 5 colonnes, n enroulements, autotransformateur, avec / sans changeur de prise, etc.)

- Détermination expérimentale des courbes relatives au pourcentage de défaillances des enroulements de transformateur (tels que, court-circuit, déformations axiaux et radiaux, etc.) et à la variation des paramètres (résistances, inductances et capacités) du modèle en basse et hautes fréquences. Cette vérification ne pourrait être réalisée qu'avec des défaillances expérimentales sur un transformateur réel, afin d'obtenir des corrélations entre les défaillances de l'enroulement et les paramètres du modèle.
- Application du modèle proposé pour le diagnostic des transformateurs à l'huile, tels que, les transformateurs de puissance et les transformateurs de distribution.

❖ **Fonction de transfert du modèle en cascade des cellules RLC parallèle**

On s'attend à ce que la fonction de transfert développée puisse intéresser les ingénieurs et les chercheurs qui étudient les systèmes électriques, afin de proposer des nouvelles procédures qui permettent de faciliter l'analyse et l'interprétation de la courbe de réponse en fréquence dans les bandes passantes basses, moyennes et hautes fréquences, afin de l'exploiter dans le domaine de diagnostic des défauts des systèmes électriques.

Possibilité de construire le modèle mutuellement couplé en utilisant la fonction de transfert déterminée à partir du modèle en cascade des cellules RLC parallèle.

❖ **Modèle mutuellement couplé et détection des défauts des enroulements du transformateur**

La méthode itérative proposée pour construire le modèle mutuellement couplée est basé sur des données de mesure de la réponse en fréquence de l'impédance d'un enroulement du transformateur, telles que, l'inductance équivalente, la capacité shunt effective équivalente à l'enroulement du transformateur, et les points de résonnances et d'antirésonances de la réponse de l'enroulement. Cette approche est intéressante pour la détermination des paramètres du modèle par rapport aux méthodes des éléments finis qui reposent principalement sur la géométrie détaillée (généralement inaccessibles) des enroulements du transformateur. Cependant, dans tous les cas, jusqu'à présent, il n'est pas possible de déterminer les paramètres d'enroulement directement à partir de son impédance équivalente. Par ailleurs, trouver une approche qui se repose seulement sur la réponse en fréquence de l'impédance de l'enroulement est perspective intéressante pouvant faciliter la construction du modèle mutuellement couplé largement utilisé dans le domaine de diagnostic des systèmes électriques sain et défaillants.

Annexes

Annexe 1

1. LCR mètre, LCR-8105G

Le LCR mètre haute fréquence, LCR-8105G, a rejoint la famille des séries LCR-8000G (LCR-8101G, LCR-8105G et LCR-8110G) en tant que nouveau membre. Suite à l'évolution de la technologie des télécommunications, la mesure de l'impédance des composants et des modules a atteint une période de haute fréquence. Le LCR-8105G, doté d'une fréquence de test de 5 MHz, réponde aux exigences de la mesure de l'impédance dans un environnement haute fréquence. La vérification des caractéristiques du composant à l'aide d'une fréquence de test, qui simule le fonctionnement réel du circuit, garantit le meilleur résultat de test et réduit considérablement le temps de parcours et d'erreur.



Figure .1: LCR mètre

L'appareil de mesure LCR série LCR-8000G offre précision, polyvalence et haute résolution pour une large gamme de mesures de composants, y compris la mesure de la résistance CC et la surveillance tension / courant. La fonction Multi-Step permet la programmation à l'écran d'une séquence de mesure personnalisée avec indication Pass / Fail. Chaque programme comprend 30 étapes de test et chaque étape de test peut être définie avec des paramètres et des limites de test sélectionnés. En mode multi-étapes, une routine de travail fastidieuse peut être effectuée pas à pas en appuyant simplement sur un bouton. Avec le mode graphique, le LCR-8105G affiche la réponse d'impédance du composant sur une large plage de balayage de fréquence de test ou sur une large plage de balayage de tension de test dans un graphique. Cela donne un résultat d'analyse de l'impédance en fonction de la fréquence ou de l'impédance par rapport à la tension appliquée en un coup d'œil. Les interfaces GPIB et RS-232C sont disponibles en standard pour le contrôle de l'instrument et l'affichage des résultats de test sur le PC.

2. Caractéristiques du LCR mètre



- Fréquence de test large 20 Hz ~ 10 MHz / 5 MHz
- Précision de base de 0,1% avec résolution à 6 chiffres
- Grand écran LCD avec interface utilisateur intuitive
- Fonctions de mesure complètes avec moniteur DUT V / I
- Fonction de test PASS / FAIL avec alarme de jugement
- Mesure de résistance DC
- Mode multi-étapes

	• Mode graphique • Interface standard RS-232 / GPIB	
Fréquence de test	20Hz ~ 10 MHz / 5MHz, 5 Digits, 0.005%	
Impédance d'entrée	100Ω	
Précision de base	±0.1% (R, Z, X, G, Y, B, L, C)	
Vitesse d'essai	AC (>2kHz) MAX: 75mS FAST: 150mS MEDIUM: 450mS SLOW: 600mS	DC MAX: 30mS FAST: 60mS MEDIUM: 120mS SLOW: 900mS
Niveaux de signal de test	≦ 3MHz： 10mV~2Vrms, 1mV or 10mV/Step, 2%±5mV >3MHz： 10mV~1Vrms, 1mV or 10mV/Step, 2%±5mV	
Courant de court-circuit	Max. 20mA	
Gammes de mesure	R, Z, X G, Y, B L C D Q θ Rdc	0.1mΩ ~ 100MΩ 10nS ~ 1000S 0.1nH ~ 100kH 0.01pF ~ 1F 0.00001 ~ 9.9999 0.1 ~ 9999.9 -180 °~ +180° 0.1mΩ ~ 100MΩ
Paramètres de mesure	Impédance (Z), Angle de Phase (θ), Inductance (L), Capacité (C), AC Résistance (Rac), Facteur de Qualité (Q), Facteur de Dissipation (D), Admittance (Y), Conductance (G), Réactance (X), Susceptance (B), Résistance en DC (Rdc)	
Circuit équivalent série / parallèle	C + R, C + D, C + Q, L + R, L + Q, L + D	
Circuit Equivalent Série Seulement	X + R, X + D, X + Q	
Circuit équivalent parallèle seulement	C + G, B + G, B + D, B + Q, B + R, L + G	
Forme polaire	Z + Angle de Phase, Y + Angle de Phase	
Affichage LCD	320 x 240 DOT-MATRIX	
Interface	RS-232, GPIB	
Source d'énergie	AC 115V±10% /230V±10% (Selectable), 50/60Hz	
Accessoires	Manuel de l'utilisateur x1, cordon d'alimentation, cordon de test LCR-12 x 1	
Dimensions et poids	330(W) x 170(H) x 340(D)mm, Approx. 5kg	

Tableau.1: Caractéristiques du LCR mètre

Annexe 2

1. Fonctions de transfert des impédances

Les fonctions de transfert en rapport de polynôme (en domaine) des impédances Z_V et Z_W des phases V et W sont montrées comme suit :

$$Z_{eqV}(\mathrm{s}) = \frac{4.031\mathrm{e}{-08}\ \mathrm{s}^5 + 0.004\ \mathrm{s}^4 + 5082\ \mathrm{s}^3 + 4.458\mathrm{e}07\ \mathrm{s}^2 + 9.516\mathrm{e}12\ \mathrm{s}}{6.557\mathrm{e}{-17}\ \mathrm{s}^6 + 8.862\mathrm{e}{-12}\ \mathrm{s}^5 + 1.122\mathrm{e}{-05}\ \mathrm{s}^4 + 0.1613\ \mathrm{s}^3 + 30919\ \mathrm{s}^2 + 1.021\mathrm{e}08\ \mathrm{s} + 1.915\mathrm{e}12}$$

$$Z_{eqV}(\mathrm{s}) = \frac{6.1474\mathrm{e}08\ \mathrm{s}\ (\mathrm{s}^2 + 7537\mathrm{s} + 1.912\mathrm{e}09)\ (\mathrm{s}^2 + 9.169\mathrm{e}04\mathrm{s} + 1.235\mathrm{e}11)}{(\mathrm{s}^2 + 3156\mathrm{s} + 6.426\mathrm{e}07)\ (\mathrm{s}^2 + 9466\mathrm{s} + 2.725\mathrm{e}09)\ (\mathrm{s}^2 + 1.225\mathrm{e}05\mathrm{s} + 1.668\mathrm{e}11)}$$

$$Z_{eqW}(\mathrm{s}) = \frac{4.941\mathrm{e}{-08}\ \mathrm{s}^5 + 0.0051\ \mathrm{s}^4 + 6261\ \mathrm{s}^3 + 5.09\mathrm{e}07\ \mathrm{s}^2 + 1.034\mathrm{e}13\ \mathrm{s}}{7.657\mathrm{e}{-17}\ \mathrm{s}^6 + 1.115\mathrm{e}{-11}\ \mathrm{s}^5 + 1.381\mathrm{e}{-05}\ \mathrm{s}^4 + 0.1994\ \mathrm{s}^3 + 38076\ \mathrm{s}^2 + 1.258\mathrm{e}08\ \mathrm{s} + 2.358\mathrm{e}12}$$

$$Z_{eqW}(s) = \frac{6.4533\mathrm{e}08\ \mathrm{s}\ (\mathrm{s}^2 + 6980\mathrm{s} + 1.683\mathrm{e}09)\ (\mathrm{s}^2 + 9.624\mathrm{e}04\mathrm{s} + 1.244\mathrm{e}11)}{(\mathrm{s}^2 + 3156\mathrm{s} + 6.425\mathrm{e}07)\ (\mathrm{s}^2 + 9465\mathrm{s} + 2.725\mathrm{e}09)\ (\mathrm{s}^2 + 1.33\mathrm{e}05\mathrm{s} + 1.759\mathrm{e}11)}$$

2. Fonctions de transfert des admittances

Les fonctions de transfert en rapport de polynôme (en domaine) des admittances ZV et ZW des phases V et W sont montrées comme suit :

$$YU(s) = \frac{6.904\mathrm{e}{-17}\ \mathrm{s}^6 + 1.215\mathrm{e}{-11}\ \mathrm{s}^5 + 1.257\mathrm{e}{-05}\ \mathrm{s}^4 + 0.1869\ \mathrm{s}^3 + 34607\ \mathrm{s}^2 + 1.146\mathrm{e}08\ \mathrm{s} + 2.142\mathrm{e}12}{4.608\mathrm{e}{-08}\ \mathrm{s}^5 + 0.0055\ \mathrm{s}^4 + 5687\ \mathrm{s}^3 + 4.777\mathrm{e}07\ \mathrm{s}^2 + 9.396\mathrm{e}12\ \mathrm{s}}$$

$$YV\ (s) = \frac{6.557\mathrm{e}{-17}\ \mathrm{s}^6 + 8.862\mathrm{e}{-12}\ \mathrm{s}^5 + 1.122\mathrm{e}{-05}\ \mathrm{s}^4 + 0.1613\ \mathrm{s}^3 + 30919\ \mathrm{s}^2 + 1.021\mathrm{e}08\ \mathrm{s} + 1.915\mathrm{e}12}{4.031\mathrm{e}{-08}\ \mathrm{s}^5 + 0.004\ \mathrm{s}^4 + 5082\ \mathrm{s}^3 + 4.458\mathrm{e}07\ \mathrm{s}^2 + 9.516\mathrm{e}12\ \mathrm{s}}$$

$$YW\ (s) = \frac{7.657\mathrm{e}{-17}\ \mathrm{s}^6 + 1.115\mathrm{e}{-11}\ \mathrm{s}^5 + 1.381\mathrm{e}{-05}\ \mathrm{s}^4 + 0.1994\ \mathrm{s}^3 + 38076\ \mathrm{s}^2 + 1.258\mathrm{e}08\ \mathrm{s} + 2.358\mathrm{e}12}{4.941\mathrm{e}{-08}\ \mathrm{s}^5 + 0.0051\ \mathrm{s}^4 + 6261\ \mathrm{s}^3 + 5.09\mathrm{e}07\ \mathrm{s}^2 + 1.034\mathrm{e}13\ \mathrm{s}}$$

Annexe 3

1. Paramètres physiques et géométriques du bobinage

Les paramètres physiques et géométriques du bobinage considérés sont montrés dans le tableau ci-dessous:

Paramètres physiques et géométriques	Valeurs
Nombre de disques.	$N_{dw} = 5$
Nombre de tour par disque	$N_{Nt} = 30$
Nombre de tour de chaque couche de disque.	$N = 10$
Section du conducteur.	$N_{cs} = 5mm * 2mm$
Distance entre les disques.	$D_{dd} = 0.0236m$
Distance entre les tours	$D_{tt} = 0.000015m$
Hauteur de galette.	$h = 50mm$
Rayon moyen.	$R_m = 0.089\ m$
Permittivité relative.	Papier sec $\varepsilon_0 = 2.5$, Aire $\varepsilon_0 = 1$
Perméabilité absolue du vide.	$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$

Tableau. 2: Paramètres physiques et géométriques du bobinage considérés

Annexe 4

1. Banc d'essai

La figure ci-dessous illustre le banc d'essai du test FRA effectué sur l'enroulement étudié. En outre, le banc de test montre la photo de la réponse de l'impédance de l'enroulement, où il est clair que les 02 premiers points de résonance sont identiques à celle de la mesure illustrée dans la figure. IV. 6 (b).

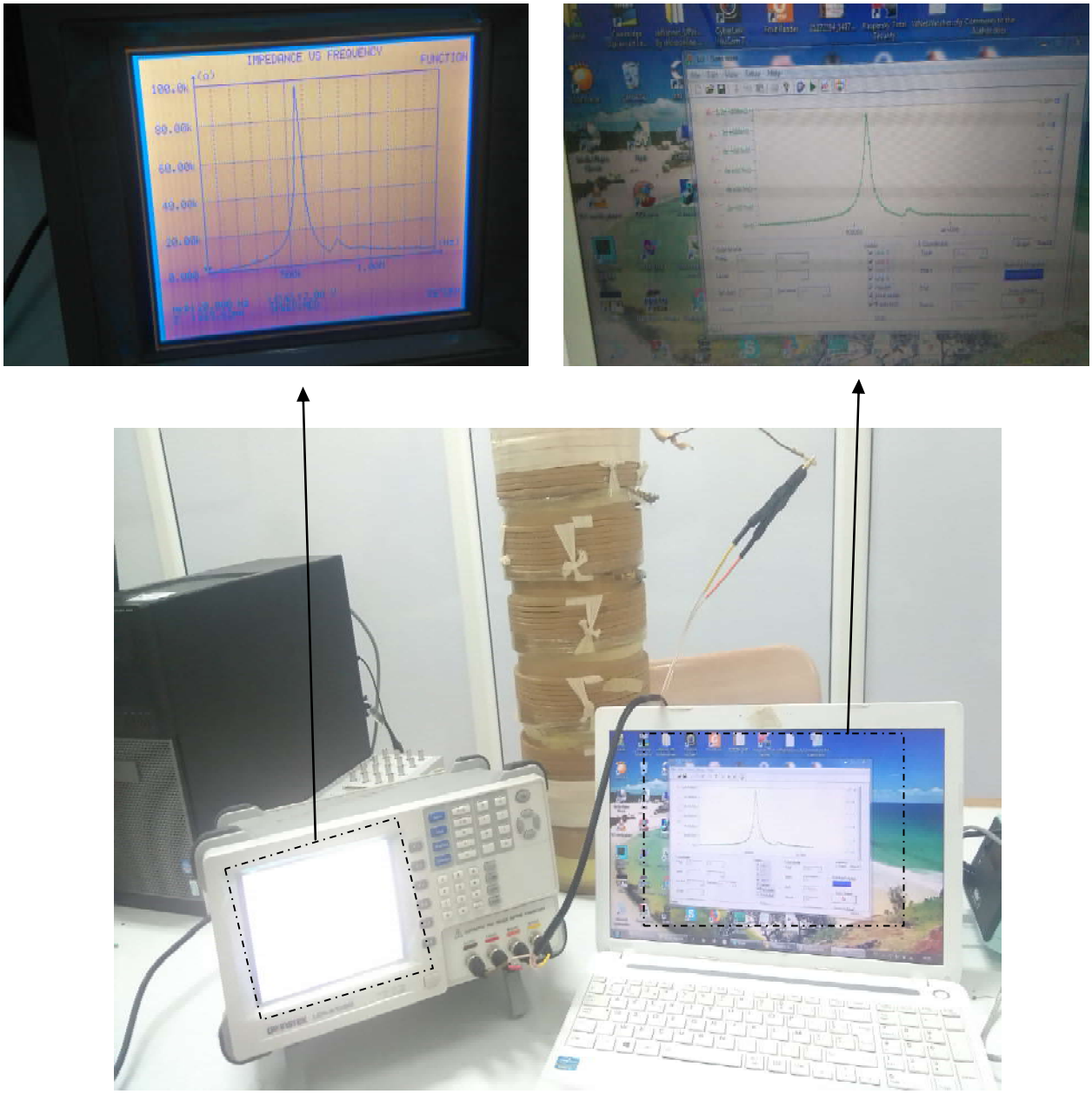


Figure. 2 : Le banc d'essai

Annexe 5

Publications internationals

Moustafa Sahnoune Chaouche, Hamza Houassine, Samir Moulahoum, Ilhami Colak. BA to Construction of Equivalent Circuit of a Transformer Winding From Frequency Response Analysis Measurement. IET Electr. Power Appl., 2018, Vol. 12, Iss. 5, pp. 728-736

DOI: http://dx.doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0418

Moustafa Sahnoune Chaouche, Samir Moulahoum, and Hamza Houassine. Low and high frequency model of three phase transformer by frequency response analysis measurement. Open Phys. 2018; 16, pp. 117–122

DOI: https://doi.org/10.1515/phys-2018-0019

Communications dans des conférences internationales

Moustafa Sahnoune Chaouche; Hamza Houassine; Samir Moulahoum; Ilhami Colak. Finite element method to construct a lumped parameter ladder network of the transformer winding, IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2017, pp. 1092-1096, San Diego, CA, USA

DOI: 10.1109/ICRERA.2017.8191224

Moustafa Sahnoune Chaouche, Samir Moulahoum, Hamza Houassine, Three phase transformer modelling by frequency response analysis measurement. Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF) Book of Abstracts, 2017 18th International Symposium, pp.1-3, Lodz, Poland

DOI: 10.1109/ISEF.2017.8090727

Moustafa Sahnoune Chaouche, Hamza Houassine, Samir Moulahoum, Ilhami Colak. Faults Investigation of Transformer Windings Using the Frequency Response Analysis FRA, 2016 15th IEEE International Conference on Machine Learning and Applications, 2016, pp. 452-459, Anaheim, CA, USA

DOI: 10.1109/ICMLA.2016.0080

Références

[1] G. B. Kumbhar and S. V. Kulkarni, Analysis of Short-Circuit Performance of Split-Winding Transformer Using Coupled Field-Circuit Approach, IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, vol. 22, No. 2, pp. 936-943.

[2] Bashir Mahdi Ebrahimi, Alireza Fereidunian, Saeed Saffari, Jawad Faiz, Analytical estimation of short circuit axial and radial forces on power transformers windings, IET Gener. Transm. Distrib., 2014, Vol. 8, Iss. 2, pp. 250 –260

[3] Ali Eslami, Mehdi Vakilian, Time-Variant Evaluation of Electromagnetic Forces on Transformer Windings During Inrush Current and Short-Circuit by FEM, Arab J Sci Eng, 2013, 38, pp. 883–893.

[4] P. Karimifard, G.B. Gharehpetian, A new algorithm for localization of radial deformation and determination of deformation extent in transformer windings, Electric Power Systems Research, 2008, 78, pp. 1701–1711

[5] Arnaldo J.P. Rosentino Jr, Antônio C. Delaiba, Jean-Paul L. Prévost, A proposal of a qualitative index for mechanical withstand safety margin analysis of transformers, Int Trans Electr Energ Syst 2016; 1–12.

[6] A. Abu-Siada, N. Hashemnia, S. Islam, and Mohammad A. S. Masoum, Understanding Power Transformer Frequency Response Analysis Signatures, IEEE Electrical Insulation Magazine. 2013, Vol. 29, No. 3, pp. 48 – 56.

[7] A . Singh, F. Castellanos, J.R. Marti, K.D. Srivastava, A comparison of trans-admittance and characteristic impedance as metrics for detection of winding displacements in power transformers, Electric Power Systems Research, 2009, Vol. 79, pp. 871–877.

[8] Marek Florkowski, and Jakub Furgał, Detection of winding faults in electrical machines using the frequency response analysis method, Meas. Sci. Technol. 2004, 15, pp. 2067–2074.

[9] E. A. Al-Ammar, G. G. Karady and H. J. Sim, Novel technique to improve the fault detection sensitivity in transformer maintenance test, Euro. Trans. Electr. Power 2010; 20, pp. 438–449.

[10] MESHAL AL-SHAHER MOHAMED SAIED, Recognition and Location of Transformer Winding Faults Using the Input Impedance, Electric Power Components and Systems, 35:785–802, 2007.

[11] H. Tavakoli, D. Bormann and G. Engdahl, Localization of mechanical deformations in transformer windings using time-domain representation of response functions. Euro. Trans. Electr. Power (2012). DOI: 10.1002/etep

[12] Vahid Behjat, Mojtaba Mahvi, Statistical approach for interpretation of power transformers frequency response analysis results, IET Sci. Meas. Technol., 2015, Vol. 9, Iss. 3, pp. 367–375.

[13] J.R. Secue, E. Mombello, Sweep frequency response analysis (SFRA) for the assessment of winding displacements and deformation in power transformers, Electric Power Systems Research, 2008, Vol. 78, pp.1119–1128.

[14] Naser Hashemnia, A. Abu-Siada and S. Islam, Improved Power Transformer Winding Fault Detection using FRA Diagnostics – Part 1: Axial Displacement Simulation, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2015, Vol. 22, No. 1, pp. 556-563

[15] Dent BM, Hartil ER, Miles JG. A method of analysis of transformer impulse voltage distribution using a digital computer, Proc IEE, A 1958,105, (23), pp. 445–459

[16] Miki A, Hosoya T, Okuyama K. A calculation method for impulse voltage distribution and transferred voltage in transformer windings, IEEE Trans Power ApSyst, 1978, PAS-97, (3), pp.930–939

[17] Soysal O. A method for wide frequency range modeling of power transformers and rotating machines, IEEE Transaction on Power Delivery, 1993, 8, (4), pp.1802–1810.

[18] Wilder Herrera, Guillermo Aponte, Jorge Pleite, Carlos Gonzalez-Garcia, A novel methodology for transformer low-frequency model parameters identification, Electrical Power end Energy System, 2013, 53, pp. 643-648

[19] Moustafa Sahnoune Chaouche, Hamza Houassine, Samir Moulahoum, Ilhami Colak. BA to Construction of Equivalent Circuit of a Transformer Winding From Frequency Response Analysis Measurement. IET Electr. Power Appl., 2018, Vol. 12, Iss. 5, pp. 728-736

[20] Abdallah Chanane, Ouahid Bouchhida, Hamza Houassine. Investigation of the transformer winding high frequency parameters identification using particle swarm optimisation method, IET Electr. Power Appl., 2016, Vol. 10, Iss. 9, pp. 923–931

[21] Pritam Mukherjee and L. Satish. Construction of Equivalent Circuit of a Single and Isolated Transformer Winding From FRA Data Using the ABC Algorithm, IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, Vol. 27, No.2. pp. 936- 970.

[22] M Fairouz M Yousof, Shirllyana Riang, MK Azree Uyup. The influence of data size in statistical analysis of power transformer frequency response, Power and Energy (PECon), 2016 IEEE International Conference, 2016, pp. 595-599

[23] Mohammad Hamed Samimi, Stefan Tenbohlen, Amir Abbas Shayegani Akmal, Hossein Mohseni. Evaluation of numerical indices for the assessment of transformer frequency response, IET Gener. Transm. Distrib, pp. 1–10

[24] Mohammad Hamed Samimi, Stefan Tenbohlen, Amir Abbas Shayegani Akmal, Hossein Mohseni. Improving the numerical indices proposed for the FRA interpretation by including the phase response, Electrical Power and Energy Systems, 2016, 83, pp. 585–593.

[25] M. Heindl, S. Tenbohlen, A. Kraetge, M. Kruger, and J. L. Velasquez, "Algorithmic Determination of Pole-Zero Representations of Power Transformers Transfer Functions for Interpretation of FRA Data," in Proceedings of the 16th International Symposium on High Voltage Engineering, Johannesburg, 2009.

[26] M. F. M. Yousof, C. Ekanayake and T. K. Saha. Study of Transformer Winding Deformation by Frequency Response Analysis, Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE, pp. 1-5

[27] P. Mukherjee, L. Satish, Construction of equivalent circuit of a transformer winding from driving-point impedance function – analytical approach, IET Electr, Power Appl., 2012, Vol. 6, Iss. 3, pp. 172–180

[28] S. Pramanik, L. Satish, A critical review of the definition of FRA resonance frequency of transformers as per IEEE Std C57.149-2012, Electric Power Systems Research, 2015, 121, pp. 52–57

[29] Pritam Mukherjee and L. Satish. Localization of Radial Displacement in an Actual Isolated Transformer Winding— An Analytical Approach, IEEE Transactions on Power Delivery. 2016, 31 (6), pp. 2511-2519

[30] Daniel Guillen, Gina Idarraga-Ospina, Enrique Mombello. Partial discharge location in power transformer windings using the wavelet Laplace function, 2014, Electric Power Systems Research, 2014, vol. 111, pp.71–77.

[31] Pritam Mukherjee and L. Satish. Diagnosing axial displacement in an actual, single, isolated transformer winding: Experimental results, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2017, 24 (2), pp. 1280-1287

[32] M. F. M. Yousof, T. K. Saha and C. Ekanayake. Investigating the Sensitivity of Frequency Response Analysis on Transformer Winding Structure, PES General Meeting Conference & Exposition, 2014 IEEE, pp.1-5

[33] M. Sahnoune Chaouche; Hamza Houassine; Samir Moulahoum; Ilhami Colak. Finite element method to construct a lumped parameter ladder network of the transformer winding, IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2017, San Diego, CA, USA, pp. 1092-1096.

[34] Moustafa Sahnoune Chaouche, Samir Moulahoum, Hamza Houassine, Three phase transformer modelling by frequency response analysis measurement. Electromagnetic Fields

in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF) Book of Abstracts, 2017 18th International Symposium, pp.1-3

[35] Wilder Herrera, Guillermo Aponte, Carlos Gonzalez-Garcia, Jorge Pleite. Novel procedure for low frequency FRA traces interpretation. Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International, DOI: 10.1109/ICElMach.2012.6350210

[36] FESER, K.; CHRISTIAN, J.; NEUMANN, C. et al. The Transfer Function Method for Detection of Winding Displacements on Power Transformers after Transport, Short Circuit or 30 Years of Service. CIGRE Paris, 2000, paper No. 12/3304.

[37] RAHIMPOUR, E.; CHRISTIAN, J.; FESER, K. et al. Transfer Function Method to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, vol. 18, no. 2, pp. 493-505

[38] Qing Yang, Peiyu Su and Yong Chen. Comparison of Impulse Wave and Sweep Frequency Response Analysis Methods for Diagnosis of Transformer Winding Faults, Energies, 2017, 10, 431; pp. 1-16

[39] Sivaji Chakravorti, Debangshu Dey, Biswendu Chatterjee. Recent Trends in the Condition Monitoring of Transformers Theory, Implementation and Analysis. Springer, DOI: 10.1007/978-1-4471-5550-8

[40] J. A. S. B. Jayasinghe, Z. Wang, P. Jarman, and A. W. Darwin, "Winding movement in power transformers: a comparison of fra measurement connection methods," IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2006, vol. 13, no. 6, pp. 1342–1349.

[41] Saleh Alsuhaibani, Yasin Khan, Abderrahmane Beroual, and Nazar Hussain Malik. A Review of Frequency Response Analysis Methods for Power Transformer Diagnostics. Energies 2016, 9, 879; doi:10.3390/en9110879

[42] P.T.M. Vaessen, E. Hanique "A NEW FREQUENCY RESPONSE ANALYSIS METHOD FOR POWER TRANSFORMERS" IEEE Transaction on Power Delivery, 1992, vol. 7, no. 1, pp. 384–391.

[43] Eduardo Gomez-Luna, Guillermo Aponte Mayor, Carlos Gonzalez-Garcia, and Jorge Pleite Guerra "Current Status and Future Trends in Frequency-Response Analysis With a Transformer in Service," IEEE Transaction on Power Delivery, 2013, Vol. 28, no. 2, pp. 1024–1031.

[44] Y. Liu, S. Ji, F. Yang, Y. Cui, L. Zhu, Z. Rao, C. Ke, and X. Yang, "A study of the sweep frequency impedance method and its application in the detection of internal winding short circuit faults in power transformers," IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul., 2015, vol. 22, no. 4, pp. 2046–2056,

[45] Xiaozhen Zhao, Chenguo Yao, and Cheng Zhang, A. Abu-Siada. Toward Reliable Interpretation of Power Transformer Sweep Frequency Impedance Signatures: Experimental Analysis. IEEE Electrical Insulation Magazine, 2018, Vol.34, Iss.2, pp. 40 – 51

[46] Guimarães R.C., Modelo Elétrico da Impedância do Transformador Baseado em Células RLC Passivas, Dissertação de mestrado (Engenharia tese), 2010, Porto Alegre University

[47] Cándido Capellán Villacián. Aportaciones al modelado del transformador en alta frecuencia, PhD thesis, Universidad de Cantabria. 39005 Santander, Cantabria, España, 2012

[48] Carlos González García. Procedimiento de Modelado basado en el Análisis de la Respuesta en Frecuencia y aplicación en Transformadores Trifásicos de Potencia para su Caracterización y Diagnóstico, PhD thesis, DEPARTAMENTO de TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA Leganés, 2012

[49] Guillermo Aponte, Hector Cadavid, Julian Martinez, Julián Castaño, Wilder Herrera. Evaluación de la Respuesta en Frecuencia del Transformador utilizando un modelo Circuital de Celdas. Revista Energía y Computación, 2010, Vol. 18, pp. 1-8.

[50] Wilder Herrera, Guillermo Aponte, Eduardo Gómez, Carlos Gonzalez-Garcia. Novedoso algoritmo para la estimación de la inductancia de magnetización y la capacitancia del devanado de cada fase del transformador. Ingeniería y Competitividad, 2013, Vol 15, No. 1, pp. 117 - 126

[51] Moustafa Sahnoune Chaouche, Samir Moulahoum, and Hamza Houassine. Low and high frequency model of three phase transformer by frequency response analysis measurement. Open Phys. 2018; 16, pp. 117–122

[52] Ebrahim Rahimpour, Jochen Christian, Kurt Feser, and Hossein Mohseni. Transfer Function Method to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, Vol.18, no.2, pp. 493-505

[53] Moustafa Sahnoune Chaouche, Hamza Houassine, Samir Moulahoum, Ilhami Colak. Faults Investigation of Transformer Windings Using the Frequency Response Analysis FRA, 2016 15th IEEE International Conference on Machine Learning and Applications, 2016, pp. 452-459

[54] Eilert Bjerkan, “HIGH FREQUENCY MODELING OF POWER TRANSFORMERS STRESSES AND DIAGNOSTICS”. Department for Electrical Power Engineering, O.S. Bragstads pl. 2F 7491 Trondheim 2005

[55] Ronald Thuringer, “Characterization of Integrated Lumped Inductors and Transformers”. Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik eingereicht an der Technischen Universität Wien Fakultät für Elektrotechnik, Wien, im April 2002.

[56] B.J van Jaarsveld, “Wide band modelling of an air-core power transformer winding”. Master Thesis, Faculty of Engineering at Stellenbosch University, December 2013

[57] Ibrahim Mohammed Ahmed, “Use of Frequency Response Analysis to Detect Transformer Winding Movement” Bachelor of Engineering. Thesis, School of Engineering and Information Technology, Murdoch University, 2013.

[58] M. Arul Sathya and S. Usa. Prediction of Change in Equivalent Circuit Parameters of Transformer Winding Due to Axial Deformation using Sweep Frequency Response Analysis. JEET, 2015, Vol. 10, No. 3, pp. 983-989.

[59] E. Bjerkan , H.K. Høidalen, High frequency FEM-based power transformer modeling: Investigation of internal stresses due to network-initiated overvoltages. Electric Power Systems Research, 2007, 77, pp. 1483–1489.

[60] R. E. James, B. T. Phung, and Q. Su. Application of digital filtering techniques to the determination of partial discharge location in transformers. IEEE Trans. Electr. Insul. 1989, 24(4), pp. 657–668.

[61] Z. D. Wang, S. N. Hettiwatte, and P. A. Crossley. A Measurements-based Discharge Location Algorithm for Plain Disc Winding Power Transformers. IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul., 2005, 12(3), pp. 416–422.

[62] Jafar Nosratian Ahour, Saeed Seyedtabaie, Gevork B. Gharehpetian. Modified transformer winding ladder network model to assess non-dominant frequencies. IET Electr. Power Appl., 2017, 11, (4), pp. 578–585

[63] Hamza Houassine, ETUDE DES SURTENSIONS DANS LES BLOCS ALTERNATEURTRANSFORMATEURS DES CENTRALES ELECTRIQUES, Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-ouzou, Déc. 2010.

[64] B. Gustavsen, A. Semlyen. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting, IEEE Transactions on Power Delivery**,** 1999, Vol. 14, (3), pp. 1052 - 1061

[65] L. De Tommasi, B. Gustavsen, T. Dhaene. Robust transfer function identification via an enhanced magnitude vector fitting algorithm, IET Control Theory Appl., 2010, 4, (7), pp. 1169–1178

[66] Iraj Rahimi Pordanjani , Wilsun Xu. Improvement of vector fitting by using a new method for selection of starting poles, Electric Power Systems Research, 2014, 107, pp. 206–212.

[67] Shichang Liu, Xingjie Peng, Colin Josey, Jingang Liang, Benoit Forget, Kord Smith, Kan Wang. Generation of the windowed multipole resonance data using Vector Fitting technique, Annals of Nuclear Energy, 2018, 112, pp. 30–41

[68] Gustavsen, B. Improving the pole relocating properties of vector fitting. IEEE Transaction on Power Delivery. 2006, 21 (3), pp. 1587–1592.

[69] Deschrijver, D., Mrozowski, M., Dhaene, T., De Zutter, D. Macromodeling of multiport systems using a fast implementation of the vector fitting method. IEEE Microwave Wirel. Compon. Lett. 2008, 18 (6), pp. 383–385

[70] Aponte G., Herrera W., Gonzalez-G. C., Pleite J., Implementación de un Modelo de un Transformador Eléctrico para el Análisis de su Respuesta en Frecuencia, Información Tecnológica, 2011, 22, pp. 59-72.

[71] Pleite J., Olías E., Barrado A., Lázaro A., Vázquez J., Modeling the transformer frequency response to develop advanced maintenance techniques, 14th Power Systems Computation, (24-28 June, 2002 Sevilla, Spain), Sevilla, 2002, pp.1-6.

[72] E. C. Levy, "Complex curve fitting," IRE Trans. Autom. Control, 1959; vol. AC-4, pp. 37–44.

[73] A. H. Whitfield, "Transfer function synthesis using frequency response data," Int. J. Control, 1986, vol. 43, no. 5, pp. 1413–1426.

[74] L. Satish and Anurag Jain, Structure of Transfer Function of Transformers With Special Reference to Interleaved Windings, IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, Vol. 17, No. 3, pp.754-760

[75] K. Ragavan and L. Satish, An Efficient Method to Compute Transfer Function of a Transformer From its Equivalent Circuit, IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, Vol. 20, No. 2, pp. 780-789

[76] K. Ragavan and L. Satish, Construction of Physically Realizable Driving-Point Function From Measured Frequency Response Data on a Model Winding, IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, VOL. 23, NO. 2, pp. 760-767

[77] Mehdi Bigdeli and Hormatollah Firoozi, Transfer Function Analysis to Evaluate Drying Quality of Power Transformers by Support Vector Machine, ECTI TRANSACTIONS ON ELECTRICAL ENG., ELECTRONICS, AND COMMUNICATIONS, 2013, Vol.11, No.2, pp. 08-15.

[78] Sugoto Maulik and L. Satish, Localization and Estimation of Severity of a Discrete and Localized Mechanical Damage in Transformer Windings: Analytical Approach, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2016, Vol. 23, No. 3; pp.1266-1274

[79] Subrat K. Sahoo , L. Satish, Discriminating changes introduced in the model for the winding of a transformer based on measurements, Electric Power Systems Research, 2007, vol.77, pp. 851–858

[80] T.Y. Ji, W.H. Tang, Q.H. Wu, Detection of power transformer winding deformation and variation of measurement connections using a hybrid winding model, Electric Power Systems Research, 2012, vol. 87, pp. 39–46

[81] O. Aljohani, and A. Abu-Siada, Application of FRA Polar Plot Technique to Diagnose Internal Faults in Power Transformers, 2014 IEEE PES General Meeting | Conference & Exposition, 2014, pp.1-5

[82] A. Abu-Siada and Syed Islam, A Novel Online Technique to Detect Power Transformer Winding Faults, IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, vol. 27, no. 2, pp. 849-857

[83] Ilampoornan.M.K, Vikash.M, Transformer Fault Detection by Frequency Response Analysis, IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, 2012, vol.1, Iss.4, pp.27-32

[84] S. Pramanik L. Satish, Localisation of discrete change in a transformer winding: a network-function-loci approach, IET Electr. Power Appl., 2011, Vol. 5, Iss. 6, pp. 540–548

[85] L. Satish , Subrat K. Sahoo, Locating faults in a transformer winding: An experimental study, Electric Power Systems Research, 2009, Vol,79, pp.89–97

[86] Pritam Mukherjee and L. Satish, Estimation of Severity of Simulated Mechanical Damages in a Single Isolated Transformer Winding, 2015 International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON), 2015, pp. 231-235

[87] Charles Q. Su, Electromagnetic Transients in Transformer and Rotating Machine Windings. Charling Technology, Australia, 2013

[88] Nadia Radja, M'hemed Rachek and Soraya Nait Larbi, Non-Destructive Testing for Winding Insulation Diagnosis Using Inter-Turn Transient Voltage Signature Analysis, Machines 2018, 6, 21, pp. 1-20

[89] S. Pramanik and L. Satish, Physical Representation of a Transformer Winding by a Coupled Ladder Network Constructed from its Measured Frequency Response, 18th International Symposium on High Voltage Engineering, At Seoul, Korea, 2013, pp. 2130-2135

[90] M. Bigdeli, M. Vakilian, E. Rahimpour, D. Azizian, Theoretical and Experimental Investigation of Transformer Winding Fault Detection Using Comparison of Transfer Function Coefficients, ECTI Trans. on electrical eng., electronics and communications, 2012, vol. 10, no. 1, pp. 10-16.

[91] P. Gómez, F. deLeón, F.P. Espino-Cortés, Improved Computation of Core Inductance for Fast Transient Analysis of Transformers, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 29, no. 4, pp. 2034-2036 (2014).

[92] J.A. Martinez-Velasco, Power System Transients Parameter Determination, CRC Press, by Taylor and Francis Group, LLC (2010).

[93] P. Karimifard, G.B. Gharehpetian, A.J. Ghanizadeh, S. Tenbohlen, Estimation of simulated transfer function to discriminate axial displacement and radial deformation of transformer winding, COMPEL: Int. J. Comput. Math. Elect. Electron. Eng. 2012, vol. 31, no. 4, pp. 1277-1292

[94] E. A. Guillemin, Synthesis of Passive Networks. New York: Wiley, 1962

[95] A. Pedersen, On the Response of Interleaved Transformer Windings to Surge Voltages, IEEE Transactions on Power Systems, 1963, Vol. 82, No. 66, pp. 349-356

[96] Yang, X.-S.: 'A new metaheuristic bat-inspired algorithm', in Cruz, C., Gonźalez, J.R., Pelta, D.A., et al. (Eds.): Nature inspired cooperative strategies for optimization (NICSO)', Studies in Computational Intelligence, (Springer, Berlin, 2010), 284, pp. 65–74

[97] Bogdan Constantin Neagu, Ovidiu Ivanov, Gheorghe Georgescu, Reactive Power Compensation in Distribution Networks using the Bat Algorithm, 2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE 2016), 20-22 October, Iasi, Romania, pp.711-714

[98] Dimitrios Gonidakis, Aristidis Vlachos, Bat Algorithm Approaches for Solving the Combined Economic and Emission Dispatch Problem, International Journal of Computer Applications (0975 – 8887), 2015, Vol. 124, No.1, pp.1-7

[99] J. Kennedy and R. Eberhart. Particle swarm optimization. In IEEE International Conference on Neural Networks, 1995, vol. 4, pp. 1942–1948

[100] Yuhui Shi and Russell Eberhart. A modified particle swarm optimizer. In IEEE International Conference on Evolutionary Computation Proceedings, 1998, pp. 69–73

[101] JH Heo, MK Kim, and JK Lyu. Implementation of reliability-centered maintenance for transmission components using particle swarm optimization., International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2014, 55, pp. 238–245

[102] Krupa Rajendra Shah, K. Ragavan. Assessing mechanical deformations in two-winding transformer unit using reduced-order circuit model. Electrical Power and Energy Systems, 2016, 79, pp. 235–244

[103] A. Shintemirov, W. H. Tang, and Q. H. Wu, A Hybrid Winding Model of Disc-Type Power Transformers for Frequency Response Analysis, IEEE Transaction on Power Delivery, 2009, vol. 24, no. 2, pp.730-739

[104] Shintemirov Almas, Tang Wenhu, Wu Q. H., Modeling o f a Power Transfo rmer Winding for Deformation Detection B ased on Frequency R esponse A nalysis, 2007, P roceedings of the 26th Chinese Control Conference, 2007, pp. 506-510

[105] W. H. Tang, A. Shintemirov, Q. H. Wu, Detection of Minor Winding Deformation Fault in High Frequency Range for Power Transformer, IEEE PES General Meeting, 2010, pp.1-6

[106] L. Satish, and Subrat K. Sahoo, An Effort to Understand What Factors Affect the Transfer Function of a Two-Winding Transformer, IEEE Transaction on Power Delivery, 2005, vol. 20, no. 2, pp. 1430-1440

[107] P. Karimifard, G.B. Gharehpetian, A new algorithm for localization of radial deformation and determination of deformation ex tent in transformer windings, Electric Power Systems Research, 2008, 78, pp. 1701–1711

[108] D. A. K. Pham, T. M. T. Pham, H. Borsi, and E. Gockenbach, A New Diagnostic Method to Support Standard Frequency Response Analysis Assessments for Diagnostics of Transformer Winding Mechanical Failures, IEEE Electrical Insulation Magazine, 2014, Vol. 30, No. 2, pp. 34-41

[109] M. Eslamian, B. Vahidi, S.H. Hosseinian, Analytical calculation of detailed model parameters of cast resin dry-type transformers, Energy Conversion and Management, 2011, 52, pp. 2565–2574

[110] Ebrahim Rahimpour, Vahid Rashtchi, Hamid Shahrouzi, Applying artificial optimization methods for transformer model reduction of lumped parameter models, Electric Power Systems Research, 2012, 84, pp.100–108

[111] P. A. Abetti and F. J. Maginniss, “Natural frequencies of coils and windings determined by equivalent circuit,” AIEE Trans., 1953, vol. 72, pt.III, pp. 495–504

[112] Jafar Nosratian Ahour, Saeed Seyedtabaii, Gevork B. Gharehpetian: ‘Determination and localisation of turn-to-turn fault in transformer winding using frequency response analysis’, IET Sci. Meas. Technol., 2018, Vol. 12 Iss. 3, pp. 291-300

[113] Krupa Rajendra Shah and K. Ragavan, Estimation of Transformer Winding Capacitances through Frequency Response Analysis – An Experimental Investigation, International Journal of Emerging Electric Power Systems, 2013; vol. 14, no. 6, pp. 549–559

[114] Karam M.Sallam, Ruhul A.Sarker and Daryl L.Essam, Reduced search space mechanism for solving constrained optimization problems, Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2017, Vol. 65, pp. 147-158

[115] Jafar Nosratian Ahour, Saeed Seyedtabaii, Gevork B. Gharehpetian, On the accuracy of detailed model inductance matrix estimation for air core winding, ARCHIVES OF ELECTRICAL ENGINEERING. 2017, Vol. 66(4), pp. 787-799

[116] R. A. Zambardino, "Impulse stresses in transformer windings," Elect. Times, 1960, pp. 3–8

[117] T. Teranishi, M. Ikeda, M. Honda, and T. Yanari, "Local voltage oscillation in interleaved transformer windings," IEEE Trans. Power App. Syst. 1981, vol. PAS-100, no. 2, pp. 873–881

[118] E. E. Dick and C. C. Erven, "Transformer diagnostic testing via frequency response analysis," IEEE Trans. Power App. Syst. 1978, vol. PAS-97, no. 6, pp. 2144–2153

[119] P. Mukherjee, "Construction of equivalent circuit of a single isolated transformer winding from frequency response," M.Sc. (Engg.) dissertation (under adjudication), Dept. Elect. Eng., Indian Inst. Sci., Bangalore, India, Jul. 2011

[120] Wilder Herrera Portilla, Guillermo Aponte Mayor, Jorge Pleite Guerra, Detection of Transformer Faults Using Frequency Response Traces in the Low Frequency Bandwidth, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, Vol.61, Iss.9, pp.4971-4978

[121] Ragavan, K., Satish, L. 'Localisation of changes in a model winding based on terminal measurement', IEEE Transaction on Power Delivery., 2007, 22, (3), pp.1557–1565

[122] Saurav Pramanik and L. Satish, Estimation of Series Capacitance of a Transformer Winding Based on Frequency-Response Data: An Indirect Measurement Approach, IEEE Transactions on Power Delivery, 2011,Vol. 26, No. 4, pp. 2870-2878

[123] S. Pramanik and L. Satish. Estimation of Series Capacitance for a Three-Phase Transformer Winding From Its Measured Frequency Response, IEEE Transactions on Power Delivery , 2013, 28, (4), pp. 2437-2444.

[124] T. Leibfried and K. Feser, "Monitoring of power transformers using the transfer function method," IEEE Trans. Power Del. 1999, vol. 14, no. 4, pp. 1333–1341

[125] 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. 2003, vol. 18, no. 2, pp. 493–505

[126] J. Christian and K. Feser, “Procedures for detecting winding displacements in power transformers by the transfer function method,” IEEE Trans. Power Del. 2004, vol. 19, no. 1, pp. 214–220

[127] E. Rahimpour, M. Jabbari, and S. Tenbohlen, “Mathematical comparison methods to assess transfer functions of transformers to detect different types of mechanical faults,” IEEE Trans. Power Del. 2010, vol. 25, no. 4, pp. 2544–2555

[128] M. Bigdeli, M. Vakilian, and E. Rahimpour, “Transformer winding faults classification based on transfer function analysis by support vector machine,” IET Elect. Power Appl., 2012 vol.6, no. 5, pp. 268–276

[129] P. Karimifard and G. B. Gharehpetian, “A new algorithm for localization of radial deformation and determination of deformation extent in transformer windings,” Elect. Power Syst. Res. 2008, vol. 78, no. 10, pp. 1701–1711.

[130] F. W. Grover, Inductance Calculations: Working Formulas and Tables, New York: Dover, 1962

[131] Blume, L.F., Boyajian, A.: ‘Abnormal voltages with in transformers’, Proc. Am. Inst. Electr. Eng., 1919, 38, (2), pp. 211 –248

[132] Degeneff, R.C. ‘A general method for determining resonances in transformer windings’, IEEE Trans. Power Appl. Syst., 1997, 96, (2), pp. 423 –430