Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université YAHIA FARES de MEDEA
Faculté de la Technologie
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique et en Automatique

Thèse de Doctorat LMD

En Génie Électrique

Présentée par

ABDALLAH CHANANE

Thème

Diagnostic des défauts dans les enroulements de transformateur

Président	S. Moulahoum	Professeur, Université de Médéa
Encadreur	O. Bouchhida	Professeur, Université de Médéa
Co-encadreur	H. Houassine	Maître de conférence A, Université de Médéa
Examinateurs	Y.Soufi	Maître de conférence A, Université de Tébessa
	D. Boudana	Maître de conférence A, Université de Médéa
	N. Kabache	Maître de conférence A, Université de Médéa

Dédicaces

À ma mère

À mon père

À mes frères et sœurs

Je dédie ce modeste travail

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire de Recherche en Électrotechnique et en Automatique (LREA) de l'université Yahia Farés de MEDEA.

Tout d'abord, je débute mes remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur O. Bouchhida, Professeur à l'université de Médéa, pour ses conseils judicieux, sa disponibilité et ses encouragements qui m'ont beaucoup aidé pour l'aboutissement de ces travaux, qu'il trouve ici, l'expression de ma profonde gratitude.

Monsieur S. Moulahoum professeur à l'université de Médéa, me fait le grand honneur de présider le jury d'examen de ma thèse. Je l'en remercie profondément.

Je tiens à exprimer mes chaleureux remerciements et toute ma gratitude à Monsieur Y. Soufi, Maître de conférences A à l'université de Tébessa, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de faire partie du jury d'examen.

J'adresse l'expression sincère de mes vifs remerciements à Monsieur D. Boudana, Maître de Conférences A à l'université de Médéa, pour son intérêt et pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'examiner ces travaux.

Mes vifs remerciements à Monsieur N. Kabache, Maître de conférences A à l'université de Médéa, pour l'intérêt qu'il a apporté à ce travail en acceptant de faire partie de l'honorable jury d'examen.

Je suis très reconnaissant à Monsieur H. Houassine, Maître de conférences A à l'université de Médéa, pour ses conseils judicieux et sa disponibilité durant ces années.

Un remerciement particulier à M. Sofiane Ingénieur principal chargé de la qualité du matériel pédagogique à l'université de Médéa.

Ceux qui se sentent oubliés, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apporté durant ces années.

Sommaire

l **Résumé**

Liste des figures

Liste des tableaux

Notations

Introduction générale…….. 1

Chapitre I

État de l'art sur la modélisation des transformateurs

Introduction ……... 5

I.1 L'Analyse de la Réponse en Fréquence (FRA) …….. 6

I.2 Les tests FRA ……. 7

I.3 Objectifs des mesures par FRA …. 7

I.4 Principe de la technique FRA ……..... 8

I.5 Modélisation des transformateurs ….... 8

I.6 Principaux modèles des transformateurs de puissance……. 9

I.6.1 Modèles basés sur des mesures…..... 9

I.6.1.1 Mesures sur un prototype de taille réelle…... 9

I.6.1.2 Mesures sur un prototype de taille réduite……..... 9

I.6.2 Modèles mathématiques…... 10

I.6.2.1 Le modèle EMTP …. 10

I.6.2.2 Le modèle RESEL …….. 11

I.6.2.3 Modélisation par inductances propres et mutuelles…. 12

I.6.2.4 Modélisation par inductances de fuite…..…….. 13

I.6.2.5 Modèle issu du principe de la dualité magnétique-électrique……..…….. 13

I.6.2.6 Modélisation à partir du calcul de champ électromagnétique……... 15

I.6.2.7 Modélisation par la théorie de lignes……..…….…….. 15

I.6.2.8 Modélisation par l'analyse modale……..……... 16

I.6.2.9 Modélisation par des circuits ou des transformées…….. 16

I.7 Le modèle adopté dans cette étude…….. 17

I.8 Équations du schéma équivalent adopté ……..... 18

I.8.1 Équations des tensions…….. 18

I.8.2 Équations des courants …. 19

I.8.3 Représentation matricielle des équations du modèle ….... 20

Conclusion …… 21

Chapitre II

Identification des paramètres de l'enroulement de transformateur par la méthode de la Fonction de Transfert

Introduction…….. 22
II.1 Principe de la méthode de la Fonction de Transfert …….. 22
II.2 La fonction de transfert du transformateur……..... 23
II.3 Détermination des éléments de la fonction de transfert……..... 25
II.3.1 La constante τ ……..... 25
II.3.2 Détermination du nombre de sections N de circuit équivalent du transformateur…….. 25
II.3.3 Détermination de la constante β_1……..... 26
II.3.4 Détermination des éléments du circuit équivalent du transformateur…… 27
II.3.5 Validation expérimentale ……..…… 29
II.4 Constat et critique……..……..……... 32
II.5 Procédure proposé pour le calcul des paramètres de l'enroulement du transformateur ...……. 33
II.5.1 Détermination les fréquences naturelles (O_{cnf}, S_{cnf}) du modèle de l'enroulement par des mesures de fréquences balayées ……..…… 34
II.5.2 Détermination du nombre de sections du circuit équivalent à synthétiser ..…….…… 34
II.5.3 Estimation des valeurs individuelles des éléments du model du circuit équivalent du transformateur …….. 35
II.6 Validation expérimentale ……..……..... 36
II.6.1 Premier cas étudié ……..... 39
II.6.2 Deuxième cas étudié…….…….. 43
II. 7 Constat……..... 47
Conclusion …… 47

Chapitre III

Identification des paramètres de l'enroulement de transformateur par les méthodes de l'intelligence artificielle

Introduction……..... 48
III.1 Les Algorithmes génétiques…….. 49
III.2 Principe de base des Algorithmes Génétiques…….. 50
III.3 Les étapes de la méthode AG……. 50
III.4 Principales caractéristiques…… 51
III.5 Opérateurs des Algorithmes Génétiques …… 52
III.5.1 Opérateur de sélection……..... 52
III.5.1.1 Méthodes de sélection ……..... 52
III.5.1.1.1 La sélection par classement …… 52
III.5.1.1.2 La sélection par tournoi …… 52
III.5.1.1.3 La sélection par la roulette ……..... 53
III.5.2 Opérateur de croisement……..... 53
III.5.2.1 Croisement en 1-point …… 54

III.5.2.2 Croisement en 2-points …….. 54
III.5.2.3 Croisement en n-points ……..… 54
III.5.2.4 Croisement réel…… 54
III.5.3 Mutation……. 56
III.5.3.1 Type de Mutation …… 56
III.5.3.1.1 Mutation en codage binaire…… 56
III.5.3.1.2 Mutation en codage réel …… 56
III.6 Paramètres principaux…… 57
III.7 Type de codage dans un algorithme génétique ……. 57
III.8 Application de la méthode AG pour l'identification des paramètres de l'enroulement du transformateur……..... 58
III.8.1 Identification des paramètres du premier enroulement étudié ……..…… 60
III.8.2 Identification des paramètres du deuxième enroulement étudié …….. 63
III.9 Optimisation par les essaims de particules …… 67
III.10 Algorithme général ……... 68
III.11 Caractéristiques …….. 69
III.11.1 Nombre de particules…… 69
III.11.2 Facteur d'inertie…… 69
III.11.3 Facteur de constriction…….. 70
III.12 Algorithme unidimensionnel déterministe…… 70
III.13 Algorithme avec coefficients constant (a = 1 et b = 1) …….. 71
III.14 Mouvement d'une particule dans l'espace de recherche ……. 71
III.15 Le voisinage…… 72
III.16 Critères d'arrêt……. 72
III.17 Les étapes de la méthode PSO……. 73
III.18 Application de la méthode PSO pour l'identification des paramètres de l'enroulement du transformateur…… 73
III.8.1 Identification des paramètres du premier enroulement étudié ……..…… 75
III.18.2 Identification des paramètres du deuxième enroulement étudié ……. 79
III.19 Étude comparative entre l'Optimisation par Essaim de Particules la Fonction de Transfert et les Algorithmes Génétiques……..…… 82
III.20 Constat…….. 85
Conclusion…….. 86

Chapitre IV

Détection et localisation des défauts dans les enroulements du transformateur

Introduction…… 87
IV. 1 La synthèse du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur de puissance…… 88
IV. 2 Diagnostic des défauts dans les enroulements du transformateur…… 88
IV.2.1 Défaut de court-circuit sur l'enroulement…… 88
IV.2.1.1 Court-circuit à l'entrée de l'enroulement …… 89
IV.2.1.2 Court-circuit dans le milieu de l'enroulement …….. 90
IV.2.1.3 Court-circuit dans l'extrémité de l'enroulement…… 92
IV.2.1.4 Comparaison de la réponse en fréquence entre un enroulement sain et défectueux..... 93
IV.2.1.5 Localisation des défauts de court-circuit par la méthode PSO ……..…… 94
IV.3 Constat …….. 96
IV.4 Diagnostic des transformateurs à basse fréquence…… 97
IV.4.1 Présentation de la technique de diagnostic à la fréquence de fonctionnement …….. 97
IV.4.2 Mise en équation …….. 98
IV.4.3 Application de la méthode proposée sur un transformateur monophasé……..…….. 101
IV.4.4 Fonctionnement à (cos $\varphi 2$) constant et I_1 variable ……..…….. 101
IV.4.5 Fonctionnement à courant constant I_1 et (cos $\varphi 2$) variable ……..……. 108
Conclusion……. 115
Conclusion générale…….. 116
Bibliographie……. 118
Annexe……..... 125

ملخص: هذا العمل خصص لدراسة ونمذجة لفات المحول الكهربائي لهدف التشخيص باستخدام تقنية تحليل استجابة التردد (FRA). المساهمة الرئيسية في هذا العمل هي تطبيق تقنيات تقليدية و ذكية لتحديد معالم و خصائص المحول الكهربائي في تردد عالي، وهي: طريقة نقل الوظيفة (TF)، الخوارزميات الجينية (GA) وخوارزمية الأسراب (PSO). مع الملاحظة أن طرق الأدلة العليا تؤدي الى العثور على الحل الأمثل العالمي فقط باستخدام معلومات عن وظائف الأهداف. في هذه الدراسة تم تشخيص و كشف أماكن الخلل في لفات المحول الكهربائي و هذا بتطبيق طريقة الأسراب (PSO) . تمت دراسة عدة سيناريوهات لمعرفة سلوك تردد المحول. تم تنفيذ التحقق التجريبي و لوحظ أن نتائج التجربة كانت مماثلة لنتائج المحاكاة.
الكلمات الرئيسية: المحول الكهربائي، التشخيص، تحليل استجابة التردد (FRA)، طريقة نقل الوظيفة (TF)، الخوارزميات الجينية (GA)، خوارزمية الأسراب (PSO)، كشف أماكن الأخطاء.

Résumé : Ce travail est consacré à l'étude et la modélisation des enroulements du transformateur en vue de diagnostic en utilisant l'analyse de réponse en fréquence (FRA). La contribution principale est l'application des techniques classiques et intelligentes pour l'identification des paramètres de l'enroulement du transformateur en hautes fréquences, à savoir ; la méthode de la Fonction de Transfert (FT), les Algorithmes Génétiques (AG) et la méthode Optimisation par Essaim de Particules (PSO). On remarque qu'avec les méthodes métaheuristiques on peut trouver un vecteur de solution optimal global en utilisant seulement les informations sur les fonctions ''objectif ''. La détection et la localisation des défauts dans les enroulements du transformateur a fait l'objet de ce travail, la méthode PSO a été appliquée. Plusieurs cas de figures ont été étudiés, afin de voir le comportement de l'enroulement du transformateur dans des conditions saines et défectueuses. La validation expérimentale a été effectuée, les résultats de l'expérimentation et de simulation sont en coocordance.
Mots clés : Transformateur, Diagnostic, Analyse de la réponse en fréquence (FRA), Fonction de Transfert (FT), les Algorithmes Génétiques (AG), Optimisation par Essaim de Particules (PSO), détection et la localisation des défauts.

Summary: The present research work is dedicated to the study and the modelization of a transformer winding for diagnosis purposes using the frequency response analysis (FRA) technique. The main contribution is the application of classic and intelligent techniques for the identification of highs frequencies transformer winding parameters. Transfer Function (FT), Genetic Algorithm (GA), and Particle Swarm Optimization (PSO) methods are used. It is noted that with metaheuristic methods one can find an optimal global solution using only the information on the objectif functions. The detection and localization of faults in the transformer winding has been the subject of this work, in which the PSO method has been applied. Several cases have been studied to see the behavior of the transformer winding under health and fault conditions. Experimental validation was performed; the experimental results were similar to the simulation ones.
Keywords: Transformer, Diagnosis, Frequency Response Analysis (FRA), Transfer Function (FT), Genetic Algorithm (AG), Particle Swarm Optimization (PSO), Detection and Localization of Faults.

Liste des figures

N°: Figure	Intitulé	page
Figure I.1	principe de la mesure FRA…….	08
Figure I.2	Schéma équivalent du transformateur en vue de traitement par EMTP……...	10
Figure I.3	Modèle de RESEL……	11
Figure I.4	Modèle du transformateur basé sur inductances propres et mutuelles…….	12
Figure I.5	Modèle du transformateur basé sur la dualité magnétique-électrique……..	14
Figure I.6	Circuit équivalent de l'enroulement du transformateur……	18
Figure II.1	Mesure de l'impédance en fonction de la fréquence……	29
Figure II.2	Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement……..	31
Figure II.3	Estimation de l'impédance en fonction de la fréquence …….	32
Figure II.4	Organigramme de calcul des paramètres du modèle équivalent du transformateur	36
Figure II.5.a	Description générale de la plate-forme expérimentale…….	37
Figure II.5.b	Schéma synoptique du banc d'essai…….	38
Figure.II.6	Mesure de l'impédance en fonction de la fréquence……	39
Figure II. 7	Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement……..	41
Figure.II.8	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence……..	42
Figure.II.9	Mesure de l'impédance en fonction de la fréquence……	43
Figure II.10	Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement……..	45
Figure.II.11	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence……..	46
Figure III.1	Cycle génétique……	51
Figure III.2	Croisement en codage binaire……..	54
Figure III.3	Croisement d'ordre de base cyclique……	55
Figure III.4	Croisement d'ordre maximal……	55
Figure III.5	Organigramme de la méthode AG……	58
Figure III.6	Allure de la convergence de l'inductance équivalente estimée……..	61
Figure III.7	Allure de la convergence de la capacité équivalente estimée…….	61
Figure III.8	Circuit synthétisé……..	62
Figure III.9	comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence	63
Figure III.10	Allure de la convergence de la capacité équivalente estimée……	64
Figure III.11	Allure de la convergence de l'inductance équivalente estimée……	65
Figure III.12	Circuit synthétisé……..	65
Figure III.13	Comparaison entre la réponse en fréquence de l'impédance mesurée et estimée…..	66

Figure III.14	Mouvement d'une particule dans l'espace de recherche…….	71
Figure III.15	Topologies de voisinage……...	72
Figure III.16	Organigramme de la méthode PSO……..	74
Figure III.17	Allure de la convergence de la capacité équivalente estimée ……..	76
Figure III.18	Allure de la convergence de l'inductance équivalente estimée.....	77
Figure III.19	Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement……..	77
Figure.III.20	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence……	78
Figure III.21	Allure de la convergence de la capacité équivalente estimée ……..……	80
Figure III.22	Allure de la convergence de l'inductance équivalente estimée....…….	80
Figure III.23	Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement……...	81
Figure.III.24	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence……	82
Figure.III.25	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence par PSO, AG et FT (premier cas)……..	84
Figure.III.26	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence par PSO, AG et FT (deuxième cas)…….	85
Figure IV.1	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence……..	90
Figure IV.2	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence……..	91
Figure IV.3	Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence……..	93
Figure IV.4	Comparaison de l'impédance en fonction de la fréquence d'un état sain et défectueux……	94
Figure IV.5	Correspondance entre le circuit synthétisé et l'enroulement réel……	95
Figure IV.6	Illustration graphique de l'approche……..	97
Figure IV.7	Circuit équivalent du transformateur……	98
Figure IV.8	Diagramme vectorielle de l'approche……..	98
Figure IV.9	Circuit équivalent du transformateur ramené au secondaire……	99
Figure IV.10	Chute de tension en fonction du courant……..	103
Figure IV.11	Chute de tension en fonction du courant……..	104
Figure IV.12	Chute de tension en fonction du courant……..	105
Figure IV.13	Chute de tension en fonction du courant……..	106
Figure IV.14	Chute de tension en fonction du courant……..	107

Liste des figures

Figure IV.15 Chute de tension en fonction du courant…….. 109
Figure IV.16 Chute de tension en fonction du courant…….. 110
Figure IV.17 Chute de tension en fonction du courant…….. 111
Figure IV.18 Chute de tension en fonction du courant…….. 112
Figure IV.19 Chute de tension en fonction du courant…….. 114

Liste des tableaux

N°: tableau	Intitulé	page
Tableau I.1	La dualité magnétique-électrique……..	14
Tableau II.1	Les fréquences mesurées……...	29
Tableau II.2	Valeurs estimées des inductances propres et mutuelles…….	30
Tableau II.3	Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance……	31
Tableau II.4	Pôles et zéros ……...…….	40
Tableau II.5	Fréquences et pulsations de résonance ……..……	40
Tableau II.6	Paramètres estimés……	41
Tableau II.7	Valeurs estimées et mesurées des fréquence et inductance....…….	42
Tableau II.8	Pôles et zéros ……	44
Tableau II.9	Fréquences et pulsations de résonance …….	44
Tableau II.10	Paramètres estimés……	45
Tableau II.11	Valeurs estimées et mesurées des fréquence et inductance....…….	46
Tableau III.1	Paramètres estimés……	60
Tableau III.2	Convergence des Paramètres ……	60
Tableau III.3	Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance ……	62
Tableau III.4	Paramètres estimés……..……..	63
Tableau III.5	Convergence des paramètres…….	64
Tableau III.6	Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance ……	66
Tableau III.7	Paramètres estimés……	75
Tableau III.8	Convergence des paramètres…….	76
Tableau III.9	Valeurs estimées et mesurées des fréquence et inductance....…….	78
Tableau III.10	Paramètres estimées……..……..	79
Tableau III.11	Convergence des paramètres…….	79
Tableau III.12	Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance ……	81
Tableau III.13	Fréquences mesurées et estimées par les trois méthodes PSO, AG et FT….	83
Tableau IV.1	Paramètres estimés	89
Tableau IV.2	Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance ……	89
Tableau IV.3	Paramètres estimés……	90
Tableau IV.4	Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance ……	91
Tableau IV.5	Paramètres estimés……	92
Tableau IV.6	Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance ……	92
Tableau IV.7	comparaison de la fréquence de coupure d'un enroulement sain et défectueux……..	93
Tableau IV.8	Essais à vide……	100
Tableau IV.9	Essais en court-circuit……	100

Liste des tableaux

Tableau IV.10 paramètres estimés…… 102
Tableau IV.11 paramètres estimés…… 108
Tableau IV.12 paramètres estimés…… 113

N	Nombre de cellule du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur
C_{gi}	Capacité à la terre
C_{geff}	Capacité à la terre totale
C_s	Capacité shunt
C_{eq}	Capacité équivalente totale
L_{eq}	Inductance équivalente totale
L_s	Inductance propore
M_{1N}	Inductance mutuelle
r	Résistance
α	Constante de distribution
R	Résistance totale
i	Courant
v	Tension
f	Fréquence
f_{ps} , O_{cnf}	Fréquences naturelles à circuit ouvert
f_{zs}, S_{cnf}	Fréquences naturelles à court-circuit
β_1	Constante
τ	Constante
p_i	Pôles
z_i	Zéros
n_{2N-1}	Coefficients des polynômes numérateur
d_{2N}	Coefficients des polynômes dénominateur
f_0^{pi}	Fréquence de résonances des pics
f_0^{zi}.	Fréquence de résonances des creux
ω_0	Pulsation de résonance
B	Bande passante
ω_H	Pulsation haute
ω_l	Pulsation base
[L]	Matrice d'inductance
[C]	Matrice de capacité
[R]	Matrice de résistance
[DN]	Matrice de différence
$L_{reference}$	Matrice référence
L_{max}	Élément diagonal de la matrice l'inductance
$L_{estimer}$	Inductance estimé pour chaque cas de défaut

Notations

P_{si}	Probabilité de sélection
f_i	Valeur sélective d'un chromosome
P_m	Probabilité de mutation
P_c	Probabilité de croissement
P_{gbest}	Meilleur position global
$\mathrm{P_{best}}$	Meilleur position
$\mathrm{C_1}$, $\mathrm{C_2}$	Coefficients d'accélérations
$\mathrm{X_i}$ (k)	La position de l'individu dans l'espace de recherche
$\mathrm{V_i}$ (k)	Vitesse de l'individu à l'itération k
W	Facteur d'inertie
C_f	Coefficient de constriction
rand	Nombre aléatoire entre [0, 1]
C	La moyenne des coefficients propre $\mathrm{C_1}$ et $\mathrm{C_2}$
P	La moyenne de P_{best} et P_{gbest}
H	hauteur de l'axe inferieur extérieur
h	hauteur de l'axe t inferieur
$\propto$	Angle de rotation de l'ellipse
V_1	Tension primaire
V_2	Tension secondaire
r_1	Résistance du circuit équivalent du transformateur
$\mathrm{L_m}$	Inductance de magnétisation du circuit magnétique
$\mathrm{R_m}$	Résistance du circuit magnétique
m	Rapport de transformation
$\mathrm{I_1}$	Courant primaire
$\mathrm{I_2}$	Courant secondaire
$\mathrm{x_{eq}}$	Réactance équivalente
$\mathrm{P_{1cc}}$	Puissance active en court-circuit (au primaire du transformateur)
$\mathrm{P_{2cc}}$	Puissance active en court-circuit (au secondaire du transformateur)
S	Puissance apparente
φ	Angle de déphasage entre $\mathrm{V_2}$ et $\mathrm{I_2}$
δ	Angle de déphasage entre E_2 et V_2
ΔV	La chute de tension

Introduction Générale

L'énergie électrique est un produit d'intérêt capital pour tout développement de la société d'aujourd'hui, le transformateur est considéré comme l'élément indispensable dans le réseau de transport et de distribution d'électricité, l'impact d'une défaillance du transformateur peut être catastrophique car il peut provoquer des pannes prolongées, des réparations coûteuses et des avaries potentiellement graves, afin de conserver une longue durée de vie, une qualité et une continuité de service, un diagnostic périodique est nécessaire.

Le diagnostic consiste en la détection d'un changement anormal dans le comportement du transformateur, un système de diagnostic peut être mis en œuvre dans deux cas ; en cours d'exploitation ou pendant l'arrêt d'exploitation. En cours d'exploitation, le but est de garantir la sécurité et la continuité de service. En arrêt d'exploitation, l'objectif est d'évaluer le degré de vieillissement de certains éléments et de décider d'une opération de maintenance préventive ou curative.

Afin d'avoir un fonctionnement fiable du transformateur, il est nécessaire d'identifier les problèmes bien avant qu'une avarie se produise. En dépit de la maintenance corrective et prédictive, la maintenance préventive du transformateur doit être prise en compte pour obtenir la plus haute fiabilité des dispositifs électriques tel le transformateur de puissance, un besoin croissant de meilleures méthodes de diagnostic non intrusif pour évaluer l'état interne des transformateurs s'avère nécessaire de nos jours.

Tous les progrès dans le domaine de diagnostic se traduisent par la création d'une panoplie de techniques permettant d'évaluer l'état du transformateur, la technique de l'Analyse de la Réponse en Fréquence (FRA) est considérée comme l'une des méthodes de diagnostic les plus pertinente **[Wan -99]**, **[Lei-99]**, **[Beh-12]**, elle est considérée comme une méthode a grande précision, économique et non destructive pour le diagnostic des transformateurs **[Poo-12]**, **[Wan-99]**, **[Nir-04]**, **[Jay-04]**, **[Bag-12]**, **[Tar-17]**. FRA est une méthode comparative, dans laquelle les résultats expérimentaux sont comparés aux données de référence correspondantes, la comparaison des spectres de fréquence est traditionnellement effectuée par une inspection graphique et se concentre sur l'identification des changements dans la forme générale de la réponse tel que l'apparition de nouvelles fréquences de résonance, une disparition des fréquences de résonances, décalages ou amortissement des résonances existantes **[Rye-03]**, **[Wil-11]**, **[Alj-16]**.

Au stade actuel de développement, il reste encore des problèmes non résolus qui rendent difficile la détermination de l'état des enroulements de transformateur de puissance, cependant, il est encore ardu de déterminer le type de défaut dans un enroulement de transformateur de puissance en utilisant seulement la méthode FRA. Pour identifier les changements dans les caractéristiques propres de l'enroulement et le degré de développement du défaut, il faut une quantité considérable de mesures suivies par un décuvage du transformateur de puissance, ce qui est en réalité une opération très lourde et n'est pas toujours possible en raison du manque de possibilités techniques d'ouvrir le transformateur.

Pour contrer ces problèmes, plusieurs techniques d'interprétation ont été développées, dont on peut citer, la Fonction de Transfert **[Hen-06]**, **[Rah-03]**, **[Gus-97]**, **[Tom-10]**, **[Mon-17]**. La Fonction de Transfert est une méthode qui a été introduite pour reconnaître les déplacements mécaniques et les déformations dans les enroulements **[Big-12]**, **[Zha-14]**, ainsi que pour la détection et la localisation des défauts **[Zhe-03]**, **[Gun-12]**, **[Zha-16]**, **[Rah-16]**. Du fait que l'enroulement du transformateur peut être modélisé par un réseau complexe d'inductances, de capacités et résistances **[Sat-09]**, **[Muk-12], [Cha16-1]**, lorsque les paramètres du modèle sont modifiés en raison d'une défaillance dans l'enroulement, cela va engendrer un changement dans la réponse en fréquence du système **[Rag-07]**, **[Saho-07]**, **[Cha16-2]**. Selon les essais expérimentaux, et avec connaissance des caractéristiques géométriques et physiques de l'enroulement, une procédure analytique a été introduite pour trouver les paramètres du modèle équivalent de l'enroulement du transformateur, **[Rah-03]**, **[Her-13]**, **[Esl-11]**.

L'identification des paramètres de l'enroulement du transformateur est un problème difficile, plusieurs méthodes ont été proposées pour le résoudre, telles que la méthode de transformation de Hilbert-Huang et la méthode des moindres carrés **[Geng-13]**, **[Jin-08]**. Des études basées sur des solutions analytiques et des algorithmes classiques afin de construire le modèle équivalent de l'enroulement du transformateur ont été proposées **[Sat-09]**, **[Rag-07]**, [**Sah-07]**, il est à noter que la précision du modèle obtenu dépend fortement de la précision des paramètres calculés.

Récemment, des algorithmes évolutifs ont été suggérés pour identifier les paramètres de l'enroulement du transformateur, principalement l'algorithme d'optimisation du chaos [**Ras-11]**, l'algorithme d'essaim Bactérien **[Shi-10]**, Optimisation par Essaim de Particule **[Ras-08]**, Réseaux de neurones artificiels **[Pra-12]** et les Algorithmes Génétiques **[Ra-06]**. Ces méthodes sont basées sur l'optimisation stochastique, ils donnent de meilleurs résultats par rapport aux méthodes analytiques ainsi ils offrent un degré de précision plus élevé. En revanche, les algorithmes évolutifs sont avérés être des méthodes alternatives aux méthodes conventionnelles grâce à leurs capacités de prospecter une grande zone de recherche et être en mesure de trouver l'optimum global. Cependant, le temps d'exécution est important en raison du volume élevé de calcule.

Dans cette optique, nous nous intéressons, au cours de cette thèse à l'identification des paramètres de l'enroulement du transformateur de puissance, par des méthodes classiques et intelligentes, les avantages et les inconvénients de chaque méthode sont discutés, en suite la meilleure approche sera exploitée pour la détection el la localisation des défauts.

Le contenu de cette thèse est structuré en quatre chapitres présentés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art sur la modélisation des transformateurs de puissance, afin de mettre en évidence les avantages et les inconvénients des modèles existant dans la littérature, dans l'objectif de choisir le modèle le plus adéquat à notre étude.

Le deuxième chapitre sera consacré au développement des méthodes classiques pour l'identification des paramètres du modèle adopté de l'enroulement du transformateur, les résultats obtenus sont validés par des essais expérimentaux.

L'identification des paramètres du modèle du transformateur en utilisant les algorithmes de l'intelligence artificielle fera l'objet du troisième chapitre. Les résultats obtenus sont validés au laboratoire sur des bobinages réels. Cette étude est la première contribution originale dans cette thèse.

Le quatrième chapitre est dédié à la détection et la localisation des défauts dans les enroulements du transformateur, et au développement d'une méthode de diagnostic à la fréquence industrielle, sur un transformateur réel.

Nous terminerons ce travail par une conclusion générale qui évaluera l'ensemble des résultats obtenus et nous proposerons des perspectives futures pour ce travail.

Chapitre I
État de l'art sur la modélisation des transformateurs

Introduction

Un transformateur électrique est une machine électrique statique, permettant de modifier les valeurs de tension et d'intensité du courant délivrées par une source d'énergie électrique alternative, en un système de tension et de courant de valeurs différentes, mais de même fréquence et de même forme. Il est composé des bobines sous forme de galettes, enroulées autour d'un noyau de fer et placées dans un liquide diélectrique.

Le transformateur se compose de deux ou de plusieurs enroulements à couplage électromagnétique, l'enroulement primaire est l'enroulement dans lequel l'énergie est amenée, l'enroulement secondaire est l'enroulement dans lequel l'énergie est prélevée. Si la tension secondaire est inférieure à celle du primaire le transformateur est appelé transformateur abaisseur, et si elle est supérieure à la tension primaire le transformateur est dit transformateur élévateur. Pour assurer l'isolement des bobines et améliorer le refroidissement du transformateur, on place le noyau et les enroulements dans une cuve remplie d'huile, ceux qui ne sont pas plongés dans l'huile sont appelés transformateurs secs.

En 1885 George Westinghouse a développé un nouveau type de transformateur dans lequel, le circuit magnétique entoure entièrement les enroulements d'où son nom "cuirassé".
Dans ce type, la cuve assure le serrage de l'ensemble, le transformateur ainsi constitué assure une excellente rigidité mécanique, cependant, ce confinement rend plus difficile le refroidissement de l'ensemble. Une nouvelle version du transformateur a type "colonnes" a été conçue dans le but de facilité la conception, il s'agit d'un transformateur constitué de deux enroulements concentriques par phase, ces enroulements sont montés sur un noyau ferromagnétique qui se referme à ses extrémités via des culasses afin d'assurer une bonne canalisation du flux magnétique **[Lef-06]**.

Les tensions d'usages démarrent de quelques dizaines de kilos-volts en sortie des centres de production, puis à des centaines de kilovolts au niveaux des réseaux de transport, pour atteindre quelques centaines de volts sur les réseaux de distribution. Pour chaque niveau de tension, un transformateur est placé pour faire circuler l'énergie électrique. La tâche principale des concepteurs des transformateurs de puissance, consiste à placer dans un volume réduit des enroulements capables de supporter sans défaillance les surtensions dues aux ondes de chocs rapides ou aux oscillations internes entretenues.

Par ailleurs le choix d'un type de transformateur dépend des contraintes électriques, mécaniques et thermiques, ainsi que des contraintes économiques. Toutefois, la majorité des équipements commercialisés concernent les transformateurs à colonnes, d'une puissance allant de quelques dizaines de KVA à quelques centaines de MVA **[Lef-06]**.

Le diagnostic efficace d'un transformateur de puissance, repose sur l'analyse de la réponse en fréquence (FRA) qui consiste à mesurer la réponse en fréquence des enroulements du transformateur sur une large plage de fréquences.

Dans ce contexte nous présentons la méthode de diagnostic basée sur la technique FRA et les principaux modèles des transformateurs qui existent dans la littérature, en mettant en relief leurs avantages et inconvénients, et cela dans le but de choisir le modèle le mieux adapté à notre étude.

I. 1 L'Analyse de la Réponse en Fréquence (FRA)

L'Analyse de la Réponse en Fréquence (souvent appelée technique FRA ou SFRA) est une technique qui peut donner une indication sur le mouvement du noyau ou de l'enroulement dans les transformateurs. La mesure en fréquences de l'enroulement est effectuée en sollicitant l'enroulement à tester par une faible tension mais à une fréquence qui peut aller jusqu'à 1MHZ. La réponse FRA peut être l'impédance de l'enroulement ou sa fonction de transfert.

Les changements physiques à l'intérieur de l'enroulement du transformateur sont traduits systématiquement par un changement de la réponse en fréquence, ce qui nous amènes à identifier et analyser les causes des changements **[Sat-09]**, **[Rag-07]**. En tenant compte de la constitution physique du transformateur, ce dernier peut être considéré comme un réseau complexe constitué d'une cascade de cellules RLC magnétiquement couplés, ces trois éléments sont utilisés pour représenter la résistance des enroulements de cuivre, l'inductance des bobines d'enroulements, la capacité des couches d'isolation, entre les bobines, entre les enroulements et le noyau, entre le noyau et la cuve, entre la cuve et les enroulements, etc.

L'application d'une faible tension à des fréquences variables sur l'enroulement du transformateur est similaire à une excitation d'un circuit résonant, ce qui engendre une ou plusieurs fréquences de coupures de la réponse de l'enroulement, ces dernières peuvent être considérés indicatrices de l'état du bobinage.

I.2 Les tests FRA

L'analyse de la réponse en fréquence est une méthode efficace, sensible, elle est sollicitée pour tester l'intégrité mécanique des circuits magnétiques et pour évaluer l'état des enroulements à l'intérieur des transformateurs de puissance. Chaque transformateur possède sa propre réponse en fréquence, appelée "empreinte", s'il y'a lieu d'un déplacement ou d'une déformation dans l'enroulement, cela va provoquer des variations de cette réponse en fréquence, par conséquence un changement dans les paramètres du transformateur.

La comparaison des mesures prises sur un transformateur donné avec la réponse donnée par le constructeur du transformateur, permet d'identifier d'éventuelle les variations mécaniques ou électriques.

Il est conseillé de procéder au test FRA dans les cas suivants :

- Essai d'usine.
- Après le transport.
- Durant une opération de maintenance systématique.
- Suite à l'apparition de défauts à des courants élevés, soit à l'intérieur du transformateur ou de l'extérieur (défaut sur le réseau électrique).
- Après un séisme.

I.3 Objectifs des mesures par FRA

Les défauts dans les enroulements peuvent provenir des forces électromagnétiques très importantes, ces forces provoquent une détérioration complète du transformateur. Le principal intérêt des mesures de la technique FRA sur les transformateurs est de remédier à ces types de problèmes.

L'intérêt préventif porte sur la détection avant l'apparition des pannes dans un cadre d'inspection programmée qui nous permettras d'apprécier la fiabilité escomptée des transformateurs **[Sat-09]**, **[Rag-07]**.

I.4 Principe de la technique FRA

L'enroulement du transformateur comprend un grand nombre de capacités, d'inductances et résistances (figure I.1). Chaque transformateur génère une empreinte ou une signature unique. Le principe de la technique FRA consiste à injecter un signal d'excitation électrique sur l'un des enroulements, et de mesurer le signal de réponse sur une large plage de fréquence. Ces réponses sont représentées sous forme de courbe, qui illustrent la réponse fréquentielle d'un transformateur.

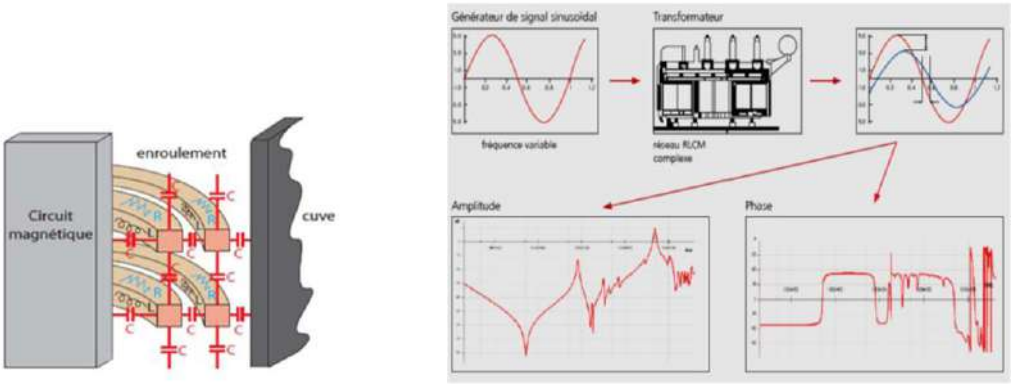


Figure I.1 principe de la mesure FRA

I. 5 Modélisation des transformateurs

Les transformateurs sont des éléments clés dans les réseaux de transport et de distribution d'électricité. La connaissance du comportement de ces équipements joue un rôle très important.

Suivant les conditions de fonctionnement et l'objectif de simulation, les chercheurs visent à développer un modèle qui simule le plus fidèlement possible le comportement des transformateurs en régime fréquentiel. Dans ce contexte, nous allons présenter les principaux modèles des transformateurs de puissance, leurs avantages et inconvénients, qui existent dans la littérature.

I. 6 Principaux modèles des transformateurs de puissance

La modélisation des transformateurs de puissance en régimes fréquentiel, est réalisée en général par deux procédés. Le premier est réalisé par des mesures expérimental, ce procédé est relativement coûteux et long à mettre en œuvre. Par ailleurs, le deuxième procédé est réalisé en utilisant un schéma électrique équivalent, dont le quel les paramètres sont répartis. Dans ce cas, la précision des résultats dépond d'une part au modèle du circuit équivalent choisi, d'autre part à la méthode de calcul utilisée.

I.6.1 Modèles basés sur des mesures

Le principe consiste à réaliser un transformateur prototype, similaire à celui étudié, de taille réelle ou de taille réduite, et faire les mesures nécessaires, afin d'obtenir des résultats pour la modélisation.

I.6.1.1 Mesures sur un prototype de taille réelle

Dans ce cas, la fiabilité des résultats obtenus dépend essentiellement de la qualité des mesures effectuées (paramètres géométriques, électriques et magnétiques) **[Soy-92]**.
Les résultats obtenus ne sont valables que pour le même type de transformateur. Par voie de conséquence le prototype ne peut être généralisé (le choix est couteux et complexe en terme de mesure).

I.6.1.2 Mesures sur un prototype de taille réduite

Cette méthode consiste à réaliser un transformateur prototype avec une taille réduite, et de procéder à des mesures. À partir des lois de similitude physique, et à l'aide des résultats des mesures, on remonte au comportement et aux paramètres du transformateur de taille réelle **[Hel-63]**.

Cette méthode à les mêmes inconvénients que ceux cités précédemment, de plus on rencontre des difficultés liées à la fidélité du modèle et aux problèmes de facteur d'échelle. De ce fait, il est difficile de construire un prototype qui respecte chaque détail du transformateur réel, vu le grand nombre de contrainte à vérifier afin d'avoir une bonne représentation.

Pour les modèles basés sur les mesures, les paramètres résistifs, inductifs et capacitifs du modèle sont déterminés expérimentalement, soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel **[Su-90]**, **[Key-91]**.

I.6.2 Modèles mathématiques

La modélisation des transformateurs de puissance, l'aide d'un procédé expérimental, est relativement coûteuse et difficile à mettre en œuvre en matière de temps, c'est pour cette raison qu'on préfère le modèle mathématique, rapide et efficace, qui est basé sur un schéma électrique équivalent. Cependant, la précision des résultats obtenus est liée directement au modèle choisi.

I.6.2.1 Le modèle EMTP

EMTP est une abréviation du mot « Analyse des transitoires électromagnétiques », ce code est utilisé pour simuler le comportement en régime transitoire des réseaux électriques **[Dom-86]**. Pour modéliser un transformateur sous EMTP consiste à faire un schéma équivalent comprenant :

- Des transformateurs parfaits.
- Une branche magnétisante saturable modélisant le noyau de fer.
- Des résistances des enroulements, des capacités de couplage et des inductances de fuite.

La Figure I.2 présente un exemple de schéma équivalent d'un transformateur de type cuirassé avec trois galettes.

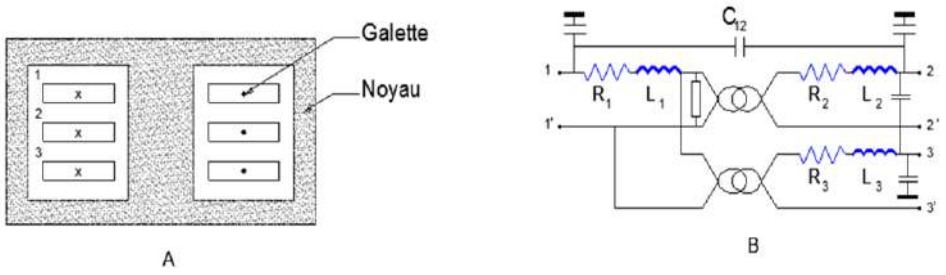


Figure I.2 Schéma équivalent du transformateur en vue de traitement par EMTP

A. Coupe transversale du transformateur

B. circuit équivalent électrique

Avec : C_{12} la capacité entre l'enroulement primaire et secondaire, L_i les inductances de fuite, R_i résistances.

Les éléments du circuit équivalent du transformateur peuvent être déterminés à partir de la géométrie du transformateur, par calcul analytique ou numérique. L'avantage de ce code est qu'il permet d'effectuer des études d'interaction du transformateur avec le réseau électrique, mais ce type de modélisation ne convient pas aux études internes du transformateur.

I.6.2.2 Le modèle RESEL

Ce modèle est développé pour l'analyse des régimes transitoires dans les réseaux électriques, et dans les transformateurs de puissance **[Hen-87]**.

Pour modéliser un transformateur, il faut ;

- Un schéma électrique qui traduit le comportement électrique du transformateur ; ce schéma est composé de forces électromotrices et de plusieurs cellules RL (figue I.3.C).
- Un schéma magnétique qui traduit le comportement magnétique ; il est composé d'un réseau de réluctances et de forces électromotrices (figue I.3.B).

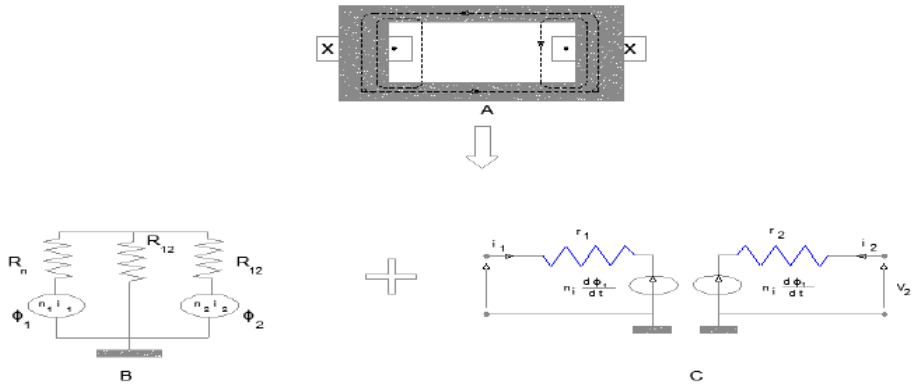


Figure I.3 modèle de RESEL

A. Coupe transversale du transformateur

B. circuit équivalent magnétique

C. circuit équivalent électrique

Avec : $n_i i_i$ forces magnétomotrices, ϕ_i le flux magnétique, R_i réluctances, r_i résistances, v_i tensions.

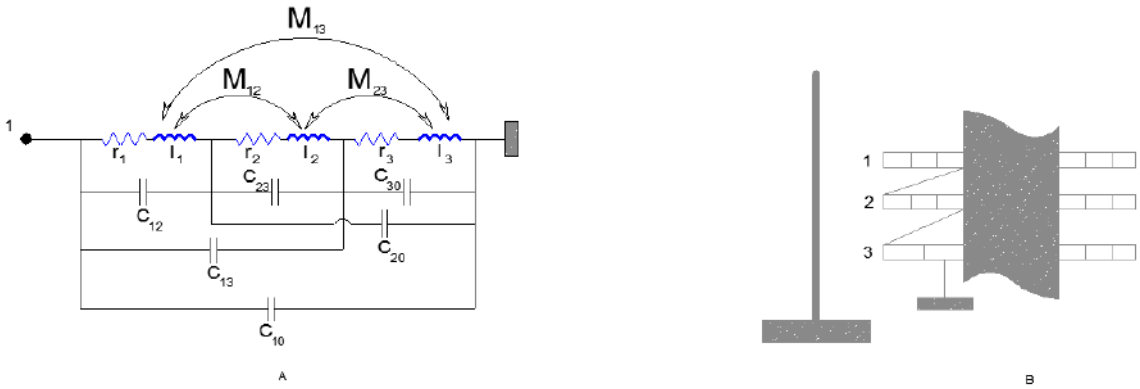
Les sources du circuit électrique sont liées aux variations du flux dans le circuit magnétique, et les sources du circuit magnétique sont liées aux courants dans les enroulements, de cette façon le couplage entre les deux schémas est assuré.

Ce type de modélisation comprend plusieurs étapes pour arriver au résultat finale, par ailleurs le calcul des paramètres n'est pas précis. De plus, ce modèle ne permet pas une analyse fréquentielle systématique, mais plutôt une analyse temporelle.

I.6.2.3 Modélisation par inductances propres et mutuelles

Heller et Veverka ont assimilé le comportement d'un enroulement de transformateur soumis à une onde de choc à celui d'un système de condensateurs, de résistances et d'inductances **[Hel-63]**. Dans ce modèle (FigureI.4), le transformateur est discrétisé par des spires, ou par des galettes, chaque élément est représenté par sa propre inductance qui est couplée à toutes les autres inductances que l'on appelle inductances mutuelles.

Entre les éléments, il existe des capacités de couplages et pour chaque élément, une capacité par rapport à la masse. Les éléments du modèle peuvent être déterminés expérimentalement comme ils peuvent être déterminés suivant les caractéristiques géométriques et diélectriques du bobinage.



FigureI.4 Modèle du transformateur basé sur inductances propres et mutuelles

A. circuit électrique B. circuit magnétique

Avec : M_{1n} les mutuelles inductances, l_i les inductances propres, C_{in} les capacités.

À partir de la connaissance des paramètres géométriques, électriques et magnétiques du transformateur, Wilcox a développé une méthode analytique qui permet de calculer les inductances propres et les mutuelles du bobinage **[Wtl-88]**, depuis lors, les auteurs ont utilisé cette méthode, afin de modéliser plusieurs transformateurs de caractéristiques et de dimensions différentes.

Les contributions pionnières de ce modèle sont faites par **[Ahm-92], [Leo-93]** révèlent que ce modèle est simple et facile à implémenter. Cependant, ce modèle présente quelques inconvénients qui peuvent être résumés comme suit :

Les travaux **[Wtl-88]**, **[Leo-92]** ont montré que l'évaluation exacte de la matrice inductance ne satisfait pas toujours la caractéristique de la fonction de transfert du transformateur. En effet, à cause de la grande valeur de la perméabilité du noyau magnétique qui augmente le couplage entre les bobinages, le calcul de l'inductance de fuite à partir des inductances propres et mutuelles ne sera pas précis, du fait que ces valeurs sont très proches. La validité du modèle est liée au nombre de paramètres à prendre en compte pour la représentation des enroulements, ceci peut engendrer un schéma équivalent complexe et par conséquent, un temps de calcul important.

I.6.2.4 Modélisation par inductances de fuite

Une nouvelle méthode a été proposée par Ahmed afin d'améliorer le calcul des inductances de fuite et pour avoir une certaine précision **[Ahm-92]**. En effet, ce type de modélisation est basé sur des hypothèses simplificatrices pour le calcul des inductances de fuite, ce qui peut induire des erreurs, particulièrement dans des situations de défaut qui peuvent survenir sur des transformateurs en exploitation.

I.6.2.5 Modèle issu du principe de la dualité magnétique-électrique

La dualité est une solution qui permet de passer d'un problème technique à un autre, et surtout pour simplifier considérablement son étude. La dualité est utilisée dans diverses domaines, par exemple la dualité thermique-électrique, la dualité électrique-magnétique...etc. Les circuits duaux sont des circuits qui constituent deux représentations physiques différentes pour le même système d'équations différentielles. Pour le cas de la dualité magnétique-électrique, on établit d'abord un schéma magnétique équivalent du transformateur, et on en déduit le schéma électrique équivalent, ceci est réalisé par l'utilisation des règles de passage (appelé aussi analogie d'Hopkinson).

Le tableau suivant résume le passage de la dualité magnétique/électrique.

Paramètres magnétiques	**Paramètres électriques**
Force magnétique	Force électromotrice
Flux magnétique	Courant électrique
Réluctance	Résistance
Noeud magnétique	Noeud électrique

Tableau I.1 la dualité magnétique-électrique

La Figure I. 5 illustre la modélisation d'un transformateur, par le principe de la dualité, où :

- R_{f1}, R_{f2} et R_{12} représentent respectivement les réluctances de fuite primaire, secondaire, et la réluctance principale.
- $n_1 i_1$ et $n_2 i_2$ sont des forces magnétomotrices.

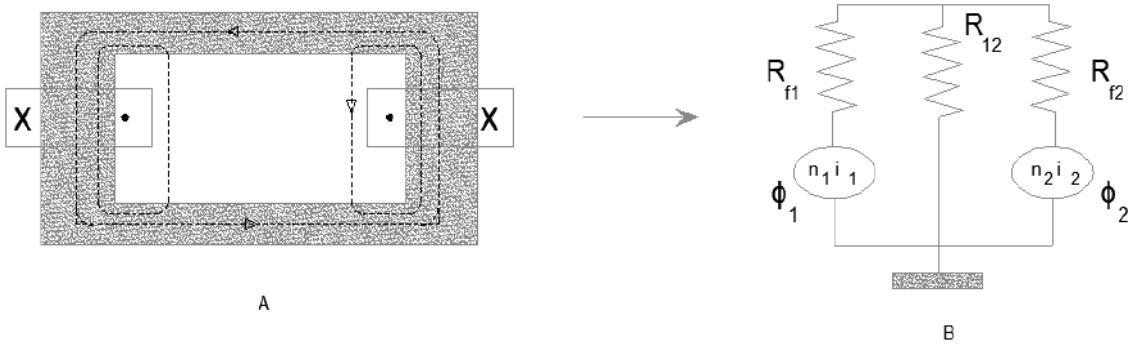


Figure I.5 Modèle du transformateur basé sur la dualité magnétique-électrique

A. coupe transversale B. circuit magnétique-électrique

L'inconvénient majeur de ce modèle est que les inductances de fuite ne sont pas représentées correctement, plutôt elles sont déduites directement des flux de fuite **[Leo-93]**, **[Art-91]**, de plus ce modèle est appliqué pour un domaine bien ciblé.

.

I.6.2.6 Modélisation à partir du calcul de champ électromagnétique

Avec l'utilisation des méthodes de calcul de champs magnétique, les paramètres physiques d'un modèle de transformateur peuvent être calculés avec précision. Cette technique permet d'évaluer un modèle équivalent, en tenant compte de la géométrie de tous les éléments (galette, nombre de spire, noyau magnétique, cuve, etc). Il s'agit des codes de calcul numériques basés sur la Méthode des Éléments Finis (MEF), qui sont les plus adaptés et les plus utilisés **[Wia-10]**, **[Beh-11]**, **[Gan-11]**, **[Can-15]**, **[Saho-14]**.
La modélisation d'un transformateur par MEF **[Wia-10]**, **[Can-15]**, bien que faisable et souhaitable, en tenant compte de la géométrie du transformateur réel. Cependant, le procédé est trouvé long, de plus le temps de calcul est très élevé pour avoir de bons résultats, cela est dû au nombre important de nœuds issu du maillage de la géométrie du transformateur considéré, particulièrement lorsqu'il s'agit d'une modélisation en trois dimensions.

I.6.2.7 Modélisation par la théorie de lignes

Sur la base de la théorie et l'analyse modale des lignes de transmission, des modèles sont développés pour modéliser les transformateurs, **[Mcl-85]**, **[Meng-11]**. Dans cette technique, l'enroulement du transformateur est décomposé en spires élémentaires, en négligeant l'effet du noyau magnétique (considérant le flux magnétique ne pénètre pas dans le noyau magnétique, et que la vitesse de la propagation est constante dans l'enroulement).
La mise en équation de ce système donne une relation linéaire, entre la matrice d'inductance et la matrice de capacité.

Cette méthode a été appliquée seulement dans le cas d'un transformateur avec un nombre de spires limité (inférieur à 12), mais dans le cas d'un transformateur de puissance, l'application de cette méthode n'a pas été abordée, et vu les hypothèses simplificatrices, un tel modèle donnerait des résultats erronés. La technique a été ensuite généralisée pour N enroulements, en tenant compte du noyau magnétique **[Wtl-91]**. Malgré les résultats positifs de ces recherches, la modélisation par la théorie de lignes est appliquée dans un domaine spécifique, tel que le transit des surtensions dans les bobinages des transformateurs.

I.6.2.8 Modélisation par l'analyse modale

Dans cette technique, le transformateur est considéré comme une boite noire, en se basant sur des signaux d'entrée et de sortie. Par l'intermédiaire de la fonction de transfert, le signal de sortie est lié au signal d'entrée. À partir des mesures du courant d'entrée I_e et de la tension d'entrée Ve du transformateur en faisant le rapport I_e/Ve (il est du même pour chaque point de la fréquence), on obtient l'évolution de son admittance d'entrée, en fonction de la fréquence. Ensuite, à partir des paramètres modaux de cette courbe (forme propre, fréquence propre), on obtient le circuit équivalent, ainsi que les fréquences de résonance du transformateur **[vae-92]**.

L'inconvénient majeur de cette modélisation est qu'elle nécessite à procéder à des séries de mesures. Par voie de conséquence, la fiabilité du modèle dépend directement de la précision des mesures.

I.6.2.9 Modélisation par des circuits ou des transformées

Su et al **[Su-89]** ont développé un modèle de transformateur basé sur la transformée en Z, qui tient compte de la variation des fréquences. La méthode consiste à mesurer entre deux points, la fonction de transfert du transformateur (en général entre l'entrée et la sortie), le passage du plan de Laplace (s) avant le plan Z est une obligation.

L'inconvénient de cette méthode est la nécessité de faire les deux transformations (S, Z) et cela pour aboutir au modèle final, toutefois, les étapes importantes de calcul pour atteindre des résultats sont considérables.

L'étude présentée par **[Lin -2016]** a contribué à l'évolution de ce modèle. Le modèle proposé été plus développé car il procède à une conception qui utilise les prototypes de la fonction de transfert. L'étude prend en considération le transformateur et les lignes avec impédances de charge.

I.7 Le modèle adopté dans cette étude

À partir des mesures et des essais expérimentaux effectués sur des transformateurs réels, des circuits équivalents ont été construits **[Vae-92]**, **[Leo-93], [Koz-97], [Kez-00]**.
Cependant, ces modèles ne correspondent pas aux caractéristiques de transformateur dans la gamme des fréquences élevées. Bien que, leur utilisation est limitée, car ils sont physiquement irréalisables (résistance est négative, l'inductance de valeur importante, etc.) **[Sof-05]**.

Compte tenu de l'étude bibliographique que nous avons faite, nous retenons le modèle du transformateur de puissance basé sur les inductances propres, mutuelles, les résistances et les capacités (modèle du type RLC). Les contributions pionnières sur la synthèse des circuits équivalents de l'enroulement du transformateur ont été réalisés par **[Sat-02]**, **[Sah-07]**, **[Rag-07]**, **[Muk-12]**, **[Sat-12]**, **[Pra-14]**, **[Muk-16]**.

Ce modèle est constitué d'une cascade de cellules RLC, ce dernier reproduit le comportement électromagnétique du transformateur dans une large gamme de fréquence du [20 Hz jusqu'à 1MHz]. Dans ce type de modèle, la précision des résultats dépend aux mesures effectuées et sur les méthodes numériques utilisées pour l'identification des paramètres du modèle.

Ce modèle est basé sur la modélisation de l'enroulement en un nombre fini de cellules, chaque cellule est représentée par son inductance propre, sa résistance et capacité. Ces paramètres peuvent être calculés suivant les caractéristiques géométriques et diélectriques du bobinage.

Les travaux ont été réalisés dans ce contexte, ont pour objectif l'identification du modèle traduisant le comportement fréquentiel du bobinage. Cependant, cet objectif n'est pas encore atteint, en raison de plusieurs phénomènes, tels que l'action des capacités entre les spires, entre les spires et la masse et la variation des inductances.

La (Figure I. 6) représente le schéma équivalent de l'enroulement du transformateur.

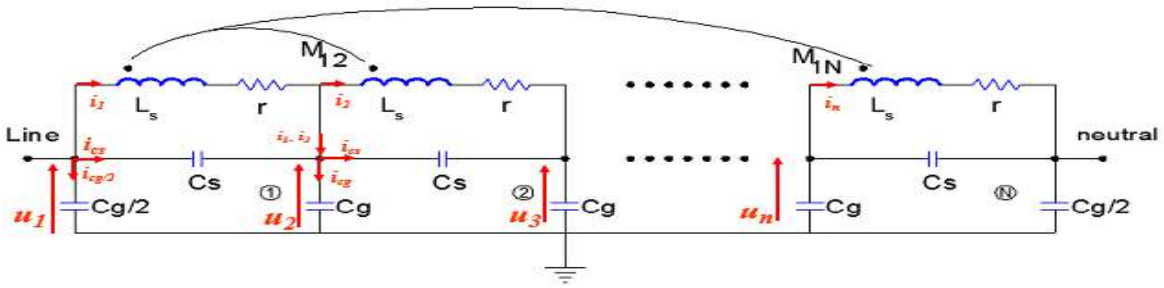


Figure I. 6 : circuit équivalent de l'enroulement du transformateur

Avec : L_s inductance propre, M_{in} les mutuelles, r résistances C_s shunt capacité, C_{gi} capacités à la terre.

I.8 Équations du schéma équivalent adopté

L'application des lois de Kirchhoff au circuit représenté sur la (Figure I. 6) nous permet d'élaborer les équations aux tensions et aux courants de l'enroulement, pour une discrétisation en N éléments (N représente le nombre de cellules).

I.8.1 Équations des tensions

L'expression de la tension d'entrée est donnée par l'équation suivante ;

$$u_0(t) = U_{max} \sin \omega t = r_g i_0 \qquad (I.1)$$

Avec ;

u_0 et i_0 sont respectivement la tension et le courant appliquées à l'entrée de l'enroulement

r_g : La résistance interne de générateur.

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

$$u_1 - u_2 - ri_1 = l_s \frac{di1}{dt} + M_{12}\frac{di2}{dt} + M_{13}\frac{di3}{dt} + M_{14}\frac{di4}{dt} + M_{15}\frac{di5}{dt} + M_{16}\frac{di6}{dt} \qquad (I.2)$$

$$u_2 - u_3 - ri_2 = l_s \frac{di2}{dt} + M_{21}\frac{di1}{dt} + M_{23}\frac{di3}{dt} + M_{24}\frac{di4}{dt} + M_{25}\frac{di5}{dt} + M_{26}\frac{di6}{dt} \qquad (I.3)$$

- **Généralisation**

Pour : $1 \leq k \leq N$

$$u_k - u_{k+1} - r i_k = l_s \frac{di_k}{dt} + \sum_{m=1}^{N} M_{km} \frac{di_m}{dt} \quad (I.4)$$

Avec : $m \neq k$

I.8.2 Équations des courants

Au nœud (1) à l'entrée du transformateur nous avons l'équation suivante :

$$i_0 = i_1 + i_{cs} + i_{cg/2} \quad (I.5)$$

$$i_0 - i_1 = i_{cs} + i_{cg/2} \quad (I.6)$$

Avec:

$$i_{cs} = c_s \frac{d(v_1 - v_2)}{dt}$$
$$i_{cg/2} = c_{cg/2} \frac{dv_1}{dt} \quad (I.7)$$

En introduisant (I.7) dans (I.5) on obtient :

$$i_0 - i_1 = c_s \frac{dv_1}{dt} - c_s \frac{dv_2}{dt} + c_{g/2} \frac{dv_1}{dt} = (c_s + c_{g/2}) \frac{dv_1}{dt} - c_s \frac{dv_2}{dt} \quad (I.8)$$

Au nœud (2) nous avons l'équation suivante :

$$i_1 - i_2 = c_s \frac{dv_2}{dt} - c_s \frac{dv_1}{dt} + c_s \frac{dv_2}{dt} - c_s \frac{dv_3}{dt} + c_g \frac{dv_2}{dt}$$
$$i_1 - i_2 = - c_s \frac{dv_1}{dt} + (2c_s + c_g) \frac{dv_2}{dt} - c_s \frac{dv_3}{dt} \quad (I.9)$$

- **Généralisation**

Pour $1 \leq k \leq N\text{-}1$

$$i_k - i_{k+1} = -c_s \frac{du_k}{dt} + (2c_s + c_g) \frac{du_{k+1}}{dt} - c_s \frac{du_{k+2}}{dt} \quad \text{(I.10)}$$

I.8.3 Représentation matricielle des équations du modèle

Après avoir établi les équations régissant le schéma équivalent du transformateur, et après l'intégration des équations (I.4) et (I.10) on obtient :

-Pour l'équation des tensions :

$$\int_0^t (u_k - u_{k+1})dt = \int_0^t \left(\sum_{m=1}^{N} L_{km} i_m\right) + R_k \int_0^t i_k dt \quad \text{(I.11)}$$

-Pour l'équation des courants :

$$\int_0^t (i_k - i_{k+1})dt = \int_0^t (-c_s u_k + (2c_s + c_g)u_{k+1} - c_s u_{k+2}) \quad \text{(I.12)}$$

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

$$U = C^{-1} \int_0^t \Delta I \, dt \quad \text{(I.13)}$$

$$I = L^{-1} \int_0^t (\Delta U - RI) \, dt \quad \text{(I.14)}$$

Donc :

$$\Delta I = (I_k - I_{k+1}) \quad \text{et} \quad \Delta U = (U_k - U_{k+1}) \quad \text{(I.15)}$$

Les paramètres U et I sont les vecteurs des tensions et des courants, ils sont présentés comme suit :

$$U = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad I = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad \text{(I .16)}$$

Les matrices capacité, inductance et résistance de ce modèle sont respectivement [C], [L] et [R], ils sont présentés comme suit ;

$$[C]=\begin{bmatrix} c_s + c_{g1}/2 & -c_s & \dots & \dots & 0 \\ -c_s & 2c_s + c_{g2} & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 2c_s + c_{gN} \end{bmatrix} \quad \text{(I .17)}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & \dots & M_{1N} \\ M_{12} & L_2 & \dots & M_{2N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{1N} & M_{2N} & \dots & L_N \end{bmatrix} \quad \text{(I .18)}$$

L est une matrice diagonale, tous les éléments diagonaux sont les inductances propres, et les éléments non diagonaux sont les mutuelles inductances.

$$[R] = \begin{bmatrix} r & 0 \dots . & 0 \\ 0 & r \dots . & 0 \\ 0 & 0 \dots . & r \end{bmatrix} \quad \text{(I .19)}$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une technique de diagnostic basée sur l'Analyse de la Réponse en Fréquence (FRA) et une étude bibliographique sur les divers modèles du transformateur de puissance.

Le modèle que nous avons trouvé le plus convenable est celui du type RLC, un tel modèle est basé sur les capacités, les résistances, les inductances propres et mutuelles, car il peut reproduire le comportement électromagnétique de l'enroulement du transformateur de puissance en régime de haute fréquence. À cet effet, il est important de trouver les bonnes procédures pour le calcul des paramètres du modèle afin de reproduire le comportement réel du bobinage.

Chapitre II Identification des paramètres de l'enroulement de transformateur par la méthode de la Fonction de Transfert

Introduction

Actuellement, l'analyse de la réponse fréquentielle FRA est devenue un outil pertinent pour le diagnostic des transformateurs **[Lei-99]**, **[Gus-99]**, **[Tomi-10]**, **[Kor-14]**, **[Alj-14]**, **[Mahvi-15]**. Toutefois, les questions d'interprétation des données de la réponse en fréquence conduisant à l'identification et la localisation des défauts reste difficile. Selon les auteurs, pour y parvenir, il faudrait un système mathématique et des formulations appropriés.

Dans cette optique, une méthode basée sur la fonction de Transfert (TF) a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche **[Gus-08]**, **[Muk-12]**, **[Pra-15]**, **[Rah-16]**. Le développement rapide de la technique de mesure numérique a contribué à une augmentation considérable de la sensibilité de la fonction de Transfert et qui a permis une généralisation d'utilisation à des fins de diagnostic. Les formes d'onde de la FT d'un transformateur dépendent de sa construction, ces formes sont différentes d'un type enroulent à un autre.

II.1 Principe de la méthode de la Fonction de Transfert

Le processus de conversion d'une fonction d'impédance (sous appellation anglaise Driving Point Impédance) dans le domaine de Laplace ('s') pour réaliser un circuit équivalent du transformateur (en considérant N cellules RLC magnétiquement couplées) est un problème très difficile.

Les contributions intéressantes sur la synthèse du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur ont été réalisées par **[Koz-97]**, **[Sat-02]**, **[Sah-07]**, **[Muk-12]** etc.., révèlent qu'il n'est existé aucune procédure généralisée pour la synthèse de circuit équivalent du transformateur, en particulier, si sa réponse fréquentielle présente un nombre important de fréquence de coupure, le rang de la FT sera élevé. Il est a noté que dans cette procédure tous les couplages électromagnétiques sont pris en compte.

Bien qu'il soit évident que le circuit synthétisé correspondant doit reproduire le comportement électromagnétique du transformateur en régime fréquentiel. Des travaux préliminaires dans le but de l'estimation des paramètres des bobines de transformateur et enroulements réels ont été récemment tentés **[Rag-07]**, **[Sat-09]**. Cependant, ces travaux ont établi une philosophie de base, car des procédures itératives simples ont été utilisées.

La synthèse des circuits équivalents est dite « une synthèse physiquement réalisable » si les conditions suivantes sont satisfaites :

• Les valeurs estimées correspondent à ceux mesurées.

• Les polynômes de la fonction de Transfert doivent être positif réel.

Parmi les deux conditions notées ci-dessus, la première est facile à prendre en charge avec la disponibilité de nombreux équipements électriques spécifiquement destinés aux mesures FRA.

Une fois les données sont disponibles, la prochaine étape consiste à obtenir une fonction rationnelle positive-réelle correspondante au modèle du transformateur à tester.

II.2 La fonction de Transfert du transformateur [Rag-07]

Une des propriétés uniques pour la construction de la fonction de Transfert d'un transformateur est que chaque pôle (ou son complexe-conjugué) est suivi par un zéro (ou son complexe-conjugué). En conséquence, chaque pic de fréquence est suivi d'un creux et vice-versa. Un tel ordre des crêtes et des creux permet d'utiliser des relations existantes relatives à un circuit parallèle (ou série) comprenant des résistances, des inductances et des capacités, pour déterminer les pôles et les zéros.

Ragavan **[Rag-07]** a montré qu'un circuit équivalent de N cellules (N paires de pôles complexe-conjugués, et N-1 paires de Zéros complexes-conjugués et un zéro réel) peut être représenté par une fonction de FT.

En pratique, certaines fréquences naturelles de l'enroulement n'apparaissent pas clairement, ceci peut être lié à la sensibilité de l'appareillage de mesure, la perturbation dans les mesures, etc.

Les pôles et les zéros de la fonction de transfert à rechercher sont déduits à partir des pics et creux de la réponse fréquentielle du bobinage test, ainsi, l'expression de la Fonction cherchée est de la forme suivante :

$$Z(s) = \frac{\beta_1 (s-\tau)\Pi_{i-1}^{n-1} (s-z_i)(s-z_i^*)}{\Pi_{i-1}^{n}(s-p_i)(s-p_i^*)} \quad \text{(II.1)}$$

Avec :

β_1, τ : Constantes de la fonction de Transfert

z_i, z_i^* : Zéro et son conjugué

p_i, p_i^* : Pôles et son conjugué.

Les pôles et les zéros complexes sont de la forme suivante :

$$p_i = -\sigma_i \pm j\,\omega_i \quad , \quad \forall\, i = 1 \ldots\ldots, m \quad \text{(II.2)}$$

$$z_i = \quad -\tau_i \pm j\,\theta_i \quad , \quad \forall\, i = 1 \ldots\ldots, m-1 \quad \text{(II.3)}$$

Pour déterminer les paramètres de la fonction de transfert de l'enroulement, un test FRA est effectué sur ce dernier afin de déterminer ses fréquences. On peut distinguer deux types de fréquences de coupure ;

-Les fréquences de coupure à circuit ouvert (O_{cnf}, f_{ps}).

-Les fréquences de coupure à court-circuit (S_{cnf}, f_{zs}).

Les O_{cnf} et S_{cnf} appartenant aux pôles et aux zéros de la fonction de Transfert de l'enroulement peuvent être déterminées par inspection sur la courbe de la variation de l'impédance en fonction de la fréquence.

II.3 Détermination des éléments de la fonction de Transfert [Rag-07]

La procédure de détermination des paramètres de la fonction de transfert donnée par l'équation (II.1) est détaillée dans les paragraphes qui suivent :

II.3.1 La constante τ

La fonction d'impédance (II.1) contient une constante de temps. Sachant que les pics de fréquences sont suivis par des creux de fréquences, l'impédance $Z(s)$ en basses fréquences est faible, donc elle peut être déterminée comme suit:

$$Z(s) = R_{dc} + sL_{eq} \tag{II.4}$$

Avec :

L_{eq} et R_{dc} sont l'inductance et la résistance équivalentes mesurées de l'enroulement.

D'après ce qui précède, l'expression de la constante τ peut être exprimée comme suit:

$$\tau = -\frac{R_{dc}}{L_{eq}} \tag{II.5}$$

II.3.2 Détermination du nombre de sections N de circuit équivalent du transformateur

À priori, la détermination des paramètres est basée sur le nombre de résonnances présentes dans la réponse fréquentielle de l'enroulement, cependant en pratique certaines fréquences peuvent ne pas apparaitre clairement pour les raisons déjà évoquées précédemment, ce qui peut compromettre la procédure de la détermination du nombre de cellules du modèle.

En outre **[Sat-02]** a montré que certaines fréquences peuvent être non observées si la plupart des pôles et zéros sont très proches les uns aux autres, et par conséquent la détermination de nombre de cellules 'N' en se basant seulement sur une inspection de l'allure fréquentielle de l'impédance devient difficile.

II.3.3 Détermination de la constante β_1

En hautes fréquences, les pics et les creux des fréquences n'apparaissent pas, donc les pôles et les zéros dans l'expression (II.1) sont éliminés. L'impédance de l'enroulement peut être donnée comme suit :

$$Z(s) = \frac{\beta_1}{s} \tag{II.6}$$

Aux fréquences très élevées, l'enroulement du transformateur se comporte comme un réseau capacitif, l'impédance dans ces conditions devient capacitive, et comme l'impédance représente une constante dans l'équation (II.6), le facteur d'échelle peut être relié à la capacité équivalente comme suit :

$$\beta_1 = \frac{1}{c_{eq}} \tag{II.7}$$

À la fréquence nulle, l'enroulement se comporte comme une résistance, en remplaçant cette dernière et la constante du temps dans l'expression de l'impédance donnée par l'équation (II.1), on peut trouver ce qui suit :

$$\beta_1 = L_{eq} \times \frac{\Pi_{i-1}^{n}(p_i)(p_i^*)}{\Pi_{i-1}^{n-1}(z_i)(z_i^*)} \tag{II.8}$$

Afin de cantonner le problème lié au nombre de fréquences non observées, **[Rag-07]** et all ont remplacés le nombre de cellules 'n' par 'q' le nombre de fréquences observées et les pôles et les zéros par les fréquences de coupure observées, alors β_1 devient :

$$\beta_1 \approx L_{eq} \times \frac{4\pi^2 \Pi_{i-1}^{q} f_{pi}^2}{\Pi_{i-1}^{q-1} f_{pzi}^2} \tag{II.9}$$

Puisque l'enroulement à hautes fréquence a un comportement capacitif, donc le coefficient β_1 donné par l'équation (II.7) représente une capacité. Afin de garantir cet effet à la haute fréquence, l'expression (II.7) serai comme suit :

$$\left(\frac{1}{ceq} - \beta_1\right) > 0 \tag{II.10}$$

L'inégalité ainsi obtenue, constitue la base de l'estimation du nombre N (l'algorithme 1).

II.3.4 Détermination des éléments du circuit équivalent du transformateur

La résistance de chacune des cellules du modèle est déterminée par la mesure de la résistance totale de l'enroulement, l'expression de la résistance cellulaire est donnée par l'équation suivante ;

$$r = \frac{R_{dc}}{N} \tag{II.11}$$

Avec : R_{dc} la résistance mesurée, N le nombre de cellule.

Les shunts capacités et les capacités à la terre (Cs, Cg), les inductances propres et mutuelles (L_s, m_{iN}) sont les éléments du modèle du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur. Ces éléments sont déterminés par l'algorithme 1 et 2.

Pour avoir une inductance équivalente total proche ou égale à l'inductance mesurées, les éléments inductifs du modèle équivalent doivent satisfaire les contraintes suivantes :

$$\begin{aligned} 0.4L_s < m_1 < 0.8L_s \\ 0.4m_{i-1} < m_i < 0.8m_{i-1}, \forall i = 2, \dots . N-1 \end{aligned} \tag{II.12}$$

Algorithme1

1/ Donner toutes les fréquences du modèle de l'enroulement f_{pi} , f_{zi}

$$(f_{pi}, \forall i = 1, \dots . q) \quad \text{et} \quad (f_{zi}, \forall i = 1, \dots . q-1)$$

2/ Déterminer le coefficient β_1 utilisant l'équation II.9

3/ Initialiser la valeur du nombre de cellules N

4/ Calculer la capacité shunt et la capacité à la terre en utilisant l'équation (II.13)

$$C_g = \frac{C_{geff}}{N};\ C_s = \frac{N \times C_{geff}}{\alpha^2} \tag{II.13}$$

5/ Calculer la capacité équivalente totale (C_{eq}) du circuit équivalent de l'enroulement en utilisant l'équation (II.14)

$$C_{eq} = \frac{C_g}{2} + \frac{1}{\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_g + \frac{1}{\frac{1}{C_s} + \cdots}}} \tag{II.14}$$

6/ Si l'équation suivante est satisfaite $(\frac{1}{ceq} - \beta_1 > 0)$, alors passer à l'étape 8. Si non, passer à l'étape 2.

7/ Incrémentation du nombre de cellules N←N+1 et passer à l'étape 4.
8/ Fin de si, valeurs finals (C_{eq}, C_g, C_s, α, β_1, N) et fin de l'algorithme.

C_{eq} est la capacité équivalente total du modèle de l'enroulement, elle est calculée une fois les capacités C_g et C_s sont déterminées, la constante de distribution 'α' est une quantité reliée au modèle de l'enroulement.

Algorithme2

1/ Initialiser la valeur des inductances propres et mutuelles (L_s, m_1, m_2, m_n, leurs valeurs doivent vérifier les contraintes (II.12)) et la valeur du nombre de cellules N
2/ Estimer l'inductance équivalente total en utilisant l'équation suivante ;

$$L_{eq} = NL_s + 2\sum_{i=1}^{N-1}(N-1)M_{i,i+1} \qquad (II.15)$$

Avec : $M_{i,\,j+1}$ sont les mutuelles inductances.
3/ Si l'équation de l'inductance équivalente est satisfaite;
(L_{eq}(estimer) $\approx$ L_{eq}(mesurer), $avec$ 1% $de\ tolérance$) , alors donner les valeurs des inductances L_s, m_1, m_2, m_n, Leq et aller à l'étape suivante.
4/ Estimer les fréquences du modèle de l'enroulement (f_{pi} et f_{zi}).
6/ Si les fréquences estimées ((f_{pi}, f_{zi}) $\approx$ les fréquences mesurées (f_{pi}, f_{zi}) , avec 1% de tolérance) alors aller à l'étape 7, si non aller à l'étape 2 .
7/ fin de si, valeurs finals ($L_s, m_1, m_2, m_n, Leq, f_{pi}, f_{zi}$) et fin de l'algorithme.
.

Sachant que la matrice de l'inductance représente une symétrie, donc les inductances propres sont diagonales et les mutuelles inductance sont les éléments non diagonaux.
L'algorithme 2 permet le calcul de ces éléments.

II.3.5 Validation expérimentale [Rag-07]

Ragavan **[Rag-07]** a validé la méthode proposée sur un enroulement réel, isolé, sans noyau de fer, a 10 disques comportant 20 spires chacun, de diamètre de 200 mm. Les résultats de mesure donnée par l'auteur sont les suivants:

$C_{g,eff} = 5.6$ nF, $L_{eq} = 6.98$mH et $R_{dc}= 8\Omega$.

La réponse en fréquence de l'enroulement testé est illustrée sur la Figure II. 1. Le tableau II.1 récapitule les valeurs des fréquences O_{cnf} et S_{cnf} contenues dans la réponse fréquentielle.

S_{cnf} (kHz)	O_{cnf} (kHz)
105	40.3
223.8	143
336	250.6
-	346

Tableau II. 1 les fréquences mesurées

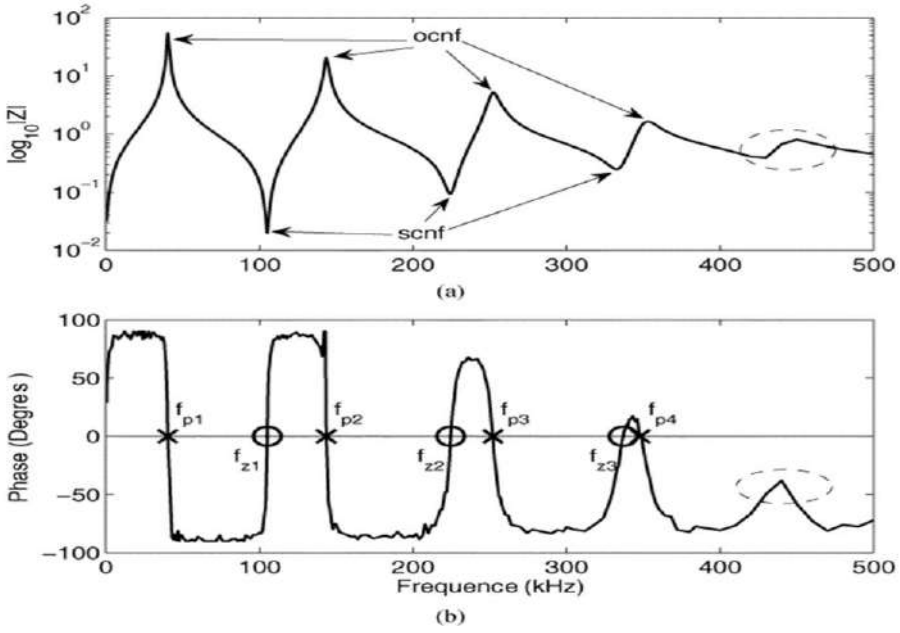


Figure II.1. Mesure de l'impédance en fonction de la fréquence **[Rag-07]**

A. amplitude B. la phase

Les fréquences observés (O_{cnf}) sont en nombre de quatre (tableau II.1). En remplaçant ces fréquences de coupures et la valeur de l'inductance équivalente, on peut estimer la valeur du coefficient d'échelle β_1 de la fonction de transfert recherchée.

En se basant sur la réponse en fréquence de l'enroulement correspondant, l'auteur a initialisé le nombre de cellule égale au nombre de fréquence O_{cnf} observées pour le calcul des capacités. À ce nombre (le nombre de cellules égale à 4) initiale de cellules, la contrainte donnée par l'équation II.10 n'est pas satisfaite, ce qu'il a amené à incrémenter le nombre de cellules jusqu'à la satisfaction de cette contrainte. Finalement cette contrainte a été vérifiée à N=6, les paramètres du schéma équivalent estimé sont donnés par le tableau II.2

L_s(mH)	m_1(mH)	m_2 (mH)	m_3 (mH)	m_4 (mH)	m_5 (mH)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)
0.4310	0.2392	0.1435	0.0947	0.0612	0.0496	0.933	0.6	1.33

Tableau II.2. Valeurs estimées des inductances propres et mutuelles

L'inductance équivalente et les fréquences de l'enroulement sont estimées (tableau II.3). À partir de ce tableau nous constatons un écart acceptable (2%) entre les mesures et l'estimation des paramètres de ce modèle d'enroulement, ce qui valide la méthode proposée dans cette étude.

Les inductances propres et mutuelles sont donné par le tableau II.2, sachant que la matrice inductance présente une symétrie, donc les autres inductances mutuelles ($m_{i,j+1}$ pour i, j=1….N) sont les même que celles données par le tableau II.2.

Les valeurs mesurées du modèle de l'enroulement		**Les valeurs estimées du modèle de l'enroulement**		**Erreur %**
S_{cnf} **(khz)**	O_{cnf} **(khz)**	S_{cnf} **(khz)**	O_{cnf} **(khz)**	
105	40.3	105.19	40.48	< 0.5
223.8	143	224.79	142.58	
336	250.6	334.44	249.42	
-	346	410.09	346.4	
-	-	472.42	414.34	
-	-		473.73	
$L_{eq} = 6.98mH$		$L_{eq} = 7.0385mH$		0.84 %
$\textbf{Erreur} = \frac{\textbf{valeurs mesurées} - \textbf{valeurs estimées}}{\textbf{valeurs mesurées}} \times \textbf{100}$				

Tableau II.3 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

La figure II. 2 illustre le schéma équivalent synthétisé

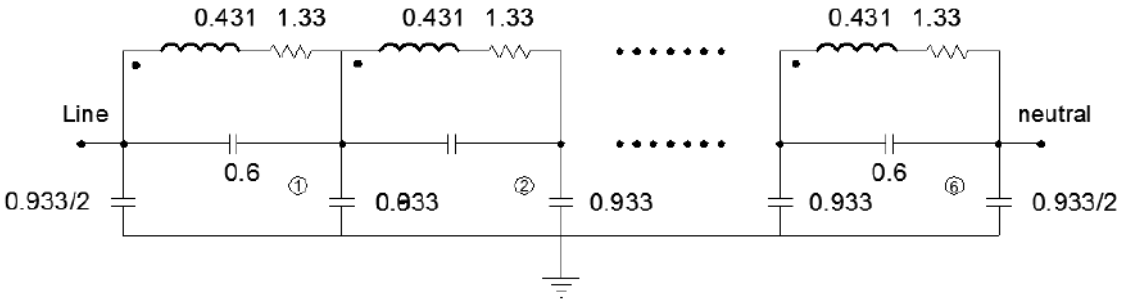


Figure II. 2. Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement

L'allure de l'impédance en fonction de la fréquence est présentée dans la Figure II. 3,

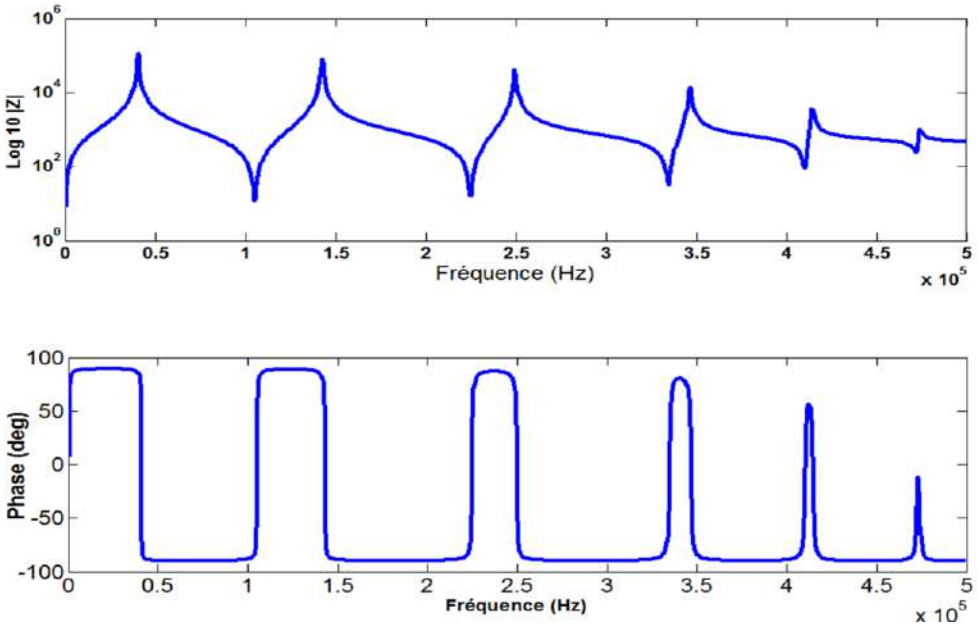


Figure II. 3. Estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

A. amplitude B. la phase

II.4 Constat et critiques

Une étude expérimentale a été présentée pour démontrer la capacité de la méthode proposée pour estimer les paramètres physiques d'un modèle d'enroulement du transformateur de puissance, basé sur des mesures FRA.

La méthode proposée est composée de deux parties à savoir ; une fonction de Transfert pour la représentation de la courbe de la variation de l'impédances en fonction de la fréquence, ainsi que deux algorithmes pour l'estimation des paramètres du modèle équivalent de l'enroulement du transformateur, les résultats trouvés sont intéressant.

Malgré cela, le procédé utilisé dans cette étude semble complexe et que le temps de calcul est long, pour cette raison, et afin de remédier à ces problèmes, on proposera dans ce qui suit, une méthode plus simple et plus rapide pour identifier les paramètres du modèle équivalent du transformateur de puissance, cette seconde partie sera consacrée pour présenter les différents résultats de simulation et expérimentaux de la méthode proposée.

II.5 Procédure proposée pour le calcul des paramètres de l'enroulement du transformateur [Cha-16-1]

Le concept de la fonction de Transfert est bien connu comme une méthode efficace pour l'évaluation de l'essai FRA dans les transformateurs de puissance.
La formule de la fonction de Transfert d'un circuit équivalent de l'enroulement du transformateur avec N-cellule peut être exprimée sous la forme suivante **[Muk-12]** :

$$Z(s) = \frac{n_{2N-1}s^{2N-1} + n_{2N-2}s^{2N-2} + \cdots + n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{d_{2N}s^{2N} + d_{2N-1}s^{2N-1} + \cdots + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad \text{(II.16)}$$

Où :

- n_0, n_1, $n_2 \ldots$ n_{2N-1} sont les coefficients des polynômes numérateur s_0, s_1, $s_2 \ldots s_{2N-1}$, respectivement.
- d_0, d_1, $d_2 \ldots$ d_{2N} sont les coefficients des polynômes dénominateur s_0, s_1, $s_2 \ldots s_{2N}$, respectivement.

Tous les coefficients de polynômes n (s) et d (s) sont réels, donc les pôles et les zéros doivent être soit purement réel, ou des paires conjuguées complexes. En général, les pôles et les zéros sont déterminés par les équations suivantes :

$$p_i = -\sigma_i \pm j\,\omega_i \quad , \quad \forall\, i = 1 \ldots\ldots, m \quad \text{(II.17)}$$

$$z_i = -\tau_i \pm j\,\theta_i \quad , \quad \forall\, i = 1 \ldots\ldots, m-1 \quad \text{(II.18)}$$

L'identification des paramètres d'un modèle de l'enroulement du transformateur est basée sur les mesures effectuées, à savoir ; L_{eq}, R, C_{eq} et sa réponse en fréquence.

II.5.1 Détermination des fréquences (O_{cnf}, S_{cnf}) du modèle de l'enroulement par des mesures de fréquences balayées

À partir de la réponse fréquentielle menée, on définit :

-Toutes les fréquences f_0^{pi} et f_0^{zi} ayant les pics et les creux, respectivement.

- Les fréquences'' f_l^{pi}, f_h^{pi} '' inférieurs et supérieurs correspondent à chaque pic de fréquence f_0^{pi}.

- Les fréquences'' f_l^{zi}, f_h^{zi}'' inférieurs et supérieurs correspondent à chaque creux de fréquence f_0^{zi}.

En remplaçant les valeurs de ces fréquences, les pôles et les zéros peuvent être déterminés.

II.5.2 Détermination du nombre de sections du circuit équivalent à synthétiser

La détermination du nombre de cellule d'un circuit équivalent du transformateur est un problème crucial. Dans la présente étude, le nombre N de cellules du modèle de l'enroulement du transformateur est égal au nombre de fréquences de résonance de l'impédance de l'enroulement. Une fréquence est dite de résonance si elle est significative, pour cela, la première étape dans l'analyse de la courbe de l'impédance en fonction de la fréquence (Z=f(F)) est l'élimination des pics n'ayant pas des valeurs inferieures et supérieures significatives.

Les largeurs des bandes passantes peuvent être calculées pour les pulsations de résonance ayant une valeur de la demi-puissance avant et après le pic de résonance. Pour le calcul, il est nécessaire de convertir les fréquences de résonance en pulsations de résonances (ω_0) suivant l'équation ci-après:

$$\omega_0 = 2\pi f \quad \text{, avec } \pi = 3.14 \tag{II.19}$$

Les pulsations de la demi-puissance inférieure supérieure ($\omega_L$et ω_h) pour chaque pulsation de résonance. Ceci est réalisé en utilisant les équations suivantes :

$$| Z(\omega_L) | = \frac{| Z(\omega_0) |}{\sqrt{2}} \quad , \qquad \omega_L < \omega_0 \tag{II.20}$$

$$| Z(\omega_H) | = \frac{| Z(\omega_0) |}{\sqrt{2}} \quad , \qquad \omega_H > \omega_0 \tag{II.21}$$

Une fois les pulsations sont déterminées, la bande passante peut être calculée en utilisant l'équation suivante :

$$B = \omega_H - \omega_L \tag{II.22}$$

II.5.3 Estimation des valeurs individuelles des éléments du modèle du circuit équivalent du transformateur

En utilisant la valeur estimée du nombre de cellules N et de la résistance d'une section calculée à partir de la mesure de la résistance R_{dc} (équation II.11). Les éléments de la matrice capacité (Cg, Cs) sont déterminés (Équation II.13), avec 'α' est la constante de distribution de tension.

L'inductance propre et les mutuelles satisferont les contraintes suivantes ;

$$0.4\ L_s < M_1 < 0.9\ L_s$$
$$0.10 M_{i-1} < M_i < 0.99 M_{i-1}\ ,\ i = 2 \ldots, N-1 \tag{II.23}$$

Les contraintes, ne sont pas figées, elles peuvent être changées à condition de maintenir le sens physique :

- Le couplage magnétique entre les sections individuelles diminue lorsque leur distance de séparation augmente.
- L'inductance propre est toujours inférieure à l'inductance équivalente de l'enroulement.
- Les mutuelles sont toujours inférieures à l'inductance propre.

Les éléments diagonaux de la matrice L représentent l'inductance propre dans le modèle de l'enroulement, les éléments non diagonaux représentent les inductances mutuelles.

Le calcul des paramètres est réalisé en utilisant l'algorithme donné par l'organigramme (figure II.4).

Les critères d'arrêt sont donnés par les équations suivantes :

$$(L_{eq}(\text{estimée}) \leq L_{eq}(\text{mesurée}) \tag{II.24}$$

Et

$$(\text{Ocnf, Scnf})\ \text{éstimée} \leq (\text{Ocnf, Scnf})\ \text{mesurée} \tag{II.25}$$

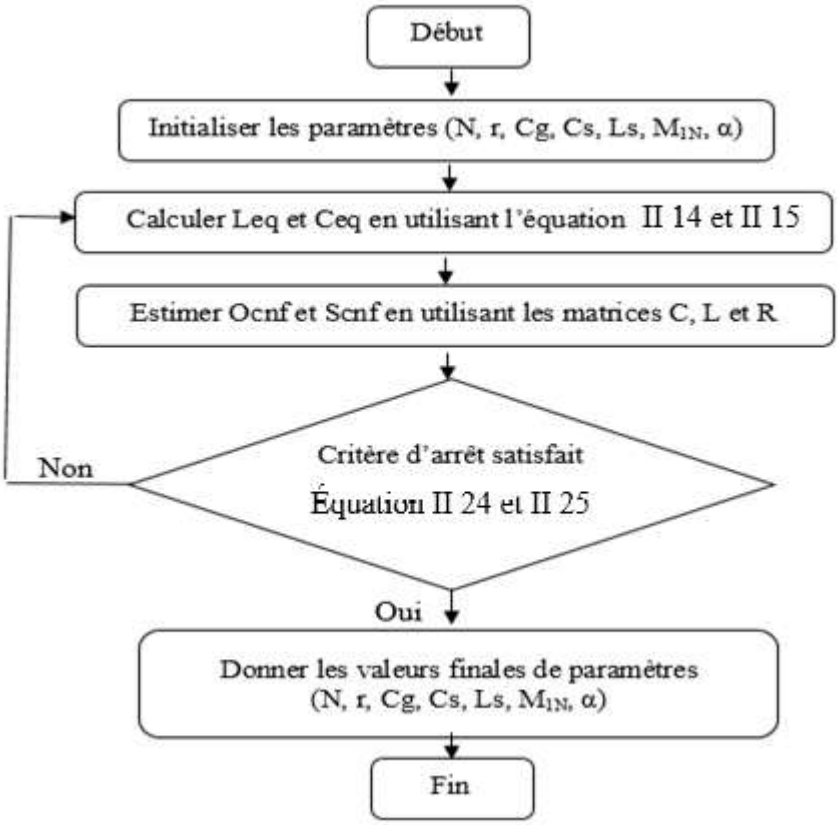


Figure II.4 Organigramme de calcul des paramètres du modèle équivalent du transformateur

Au début de l'algorithme, les paramètres du modèle équivalent de l'enroulement du transformateur sont initialisés, à l'aide de ces éléments, l'inductance et la capacité équivalentes totales de l'enroulement peuvent être calculés, l'étape suivante est l'estimation des fréquences (O_{cnf}, S_{cnf}) en utilisant les valeurs des matrices C, L et R.

Le processus est répété jusqu'à ce que les critère d'arrêt donnés par l'équation II.24 et II. 25 soit satisfait. Finalement, les paramètres finaux sont donnés.

II.6 Validation expérimentale

Afin de valider l'algorithme proposé, la méthode a été testée sur deux enroulements réels au laboratoire. Le banc d'essai réaliser est constitué d'un :

-Générateur de fréquence de 0.01Hz ~ 15MHz capable de produire maximum 20Vp-p sinusoïde.

- Capteur de courant avec une sensibilité de 220uA / 220mV.

- Câble coaxial, les signaux ont été acquis avec un oscilloscope numérique.

- RLC mètre dont le quel l'inductance, la résistance et la capacité total de l'enroulement ont été déterminées. La figure II.5a représente la photographie du banc d'essais utilisé, le schéma synoptique est illustré par la figure II.5b.

Une description du matériel utilisé est donnée en annexe.A.



Figure II.5.a Description générale de la plate-forme expérimentale

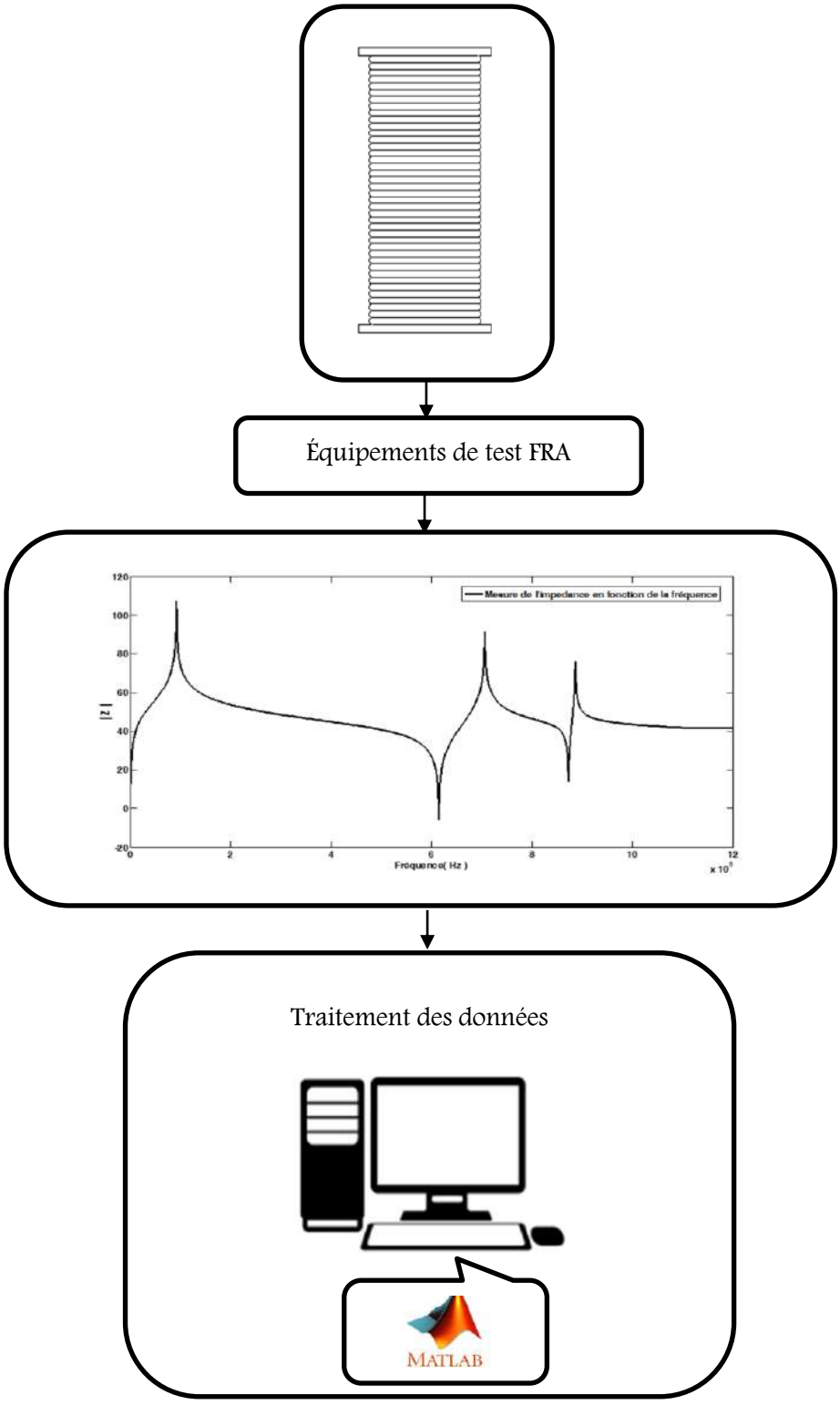


Figure II.5.b Schéma synoptique du banc d'essai

II.6.1 Premier cas étudié :

A. Caractéristique de l'enroulement et mesure :

Les caractéristiques de l'enroulement testé sont les suivants :

- Une hauteur totale de 220 mm
- Un diamètre intérieur et extérieur de 30 mm et 65 mm respectivement
- Une section du cuivre de 2 mm^2

Une description de l'enroulement est donnée en annexe.A.

Les mesures effectuées sur l'enroulement sont données comme suit :

- L_{eq}=1,07 H, C_g= 0,253 nF et R= 10 Ω.

La réponse de l'impédance en fonction de la fréquence de l'enroulement étudié est représentée sur la Figure II.6

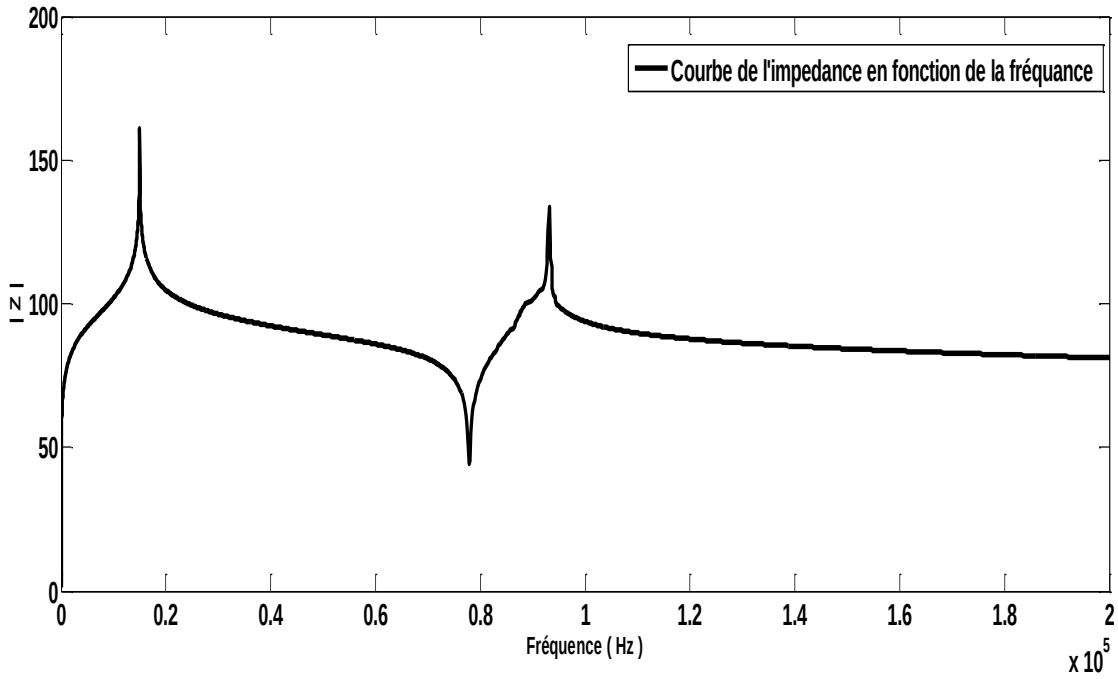


Figure.II.6 Mesure de l'impédance en fonction de la fréquence

B. Estimation des paramètres du modèle

- Détermination des fréquences ($\mathbf{O_{cnf}}, \mathbf{S_{cnf}}$) du modèle de l'enroulement par des mesures de fréquences balayées

Cette étape consiste à déterminer tous les pics et les creux de fréquences ($\mathbf{O_{cnf}}, \mathbf{S_{cnf}}$), dans lesquels les pôles et les zéros sont déterminés, le tableau II. 4 représente la valeur de chaque pic et creux de fréquences avec leurs pôles et zéros (les éléments dans le tableau ci-dessous sont déjà définis dans II.5.1)

Le cas	$\mathbf{f_0^{pi}}$ **(kHz)**	$\mathbf{f_l^{pi}}$ **(kHz)**	$\mathbf{f_h^{pi}}$ **(kHz)**	$\mathbf{p_i = -\sigma_i \pm j\,\omega_i}$ $(\mathbf{neper \pm j\,rad/s})$ $\mathbf{10^5 \times}$	$\mathbf{f_0^{zi}}$ **(kHz)**	$\mathbf{f_l^{zi}}$ **(kHz)**	$\mathbf{f_h^{zi}}$ **(kHz)**	$\mathbf{z_i = -\tau_i \pm j\,\omega_i}$ $(\mathbf{neper \pm j\,rad/s})$ $\mathbf{10^5 \times}$
Premier cas	15	13.01	16.2	$0.0001 \pm j0.9518$	77.5	69.07	85	$0.0005 \pm j4.9784$
	94	86	102.92	$0.0005 \pm j5.8041$				

Tableau II.4 pôles et zéros

- Détermination du nombre de cellules N

Conformément à la méthodologie décrite dans le paragraphe (II.5.2), et d'après la Figure II.6, on peut constater que deux pics de fréquence peuvent être observés, en utilisant les équations II.20, II.21 et II.22 on trouve que chaque pic présente une résonance, les résultats sont illustrés dans le tableau II.5. L'impédance et les largeurs de bandes correspondantes à chaque pulsation de résonance sont déterminées et présentées (tableau II.5).

À partir de ces résultats, on peut affirmer que le nombre de cellules du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur est pris égal au nombre de fréquences de résonance de l'enroulement et sa valeur est égale à deux.

Le cas	**Pulsations de Résonances** $\boldsymbol{\omega_0}$ **(rd/s)**	$\boldsymbol{Z(\omega_0)}$ **(Ω)**	$\boldsymbol{\omega_L}$ **(rd/s)**	$\boldsymbol{\omega_H}$ **(rd/s)**	$\boldsymbol{Z\ (\omega_L, \omega_H)}$	**B (rd/s)**
Premier cas	94200	161	81702.8	101736	113.84	20033.2
	590320	133.5	540080	646337.6	94.39	106257.6

Tableau II.5 Fréquences et pulsations de résonance

- **Expression de la Fonction de Transfert :**

En appliquant la procédure décrite dans le paragraphe II.5 et d'après les mesures et les résultats obtenus, la Fonction de Transfert de l'enroulement étudié est la suivante :

$$Z(s) = \frac{1.3441.10^{10}s^3 + 1.381.10^{12}s^2 + 3.325.10^{21}s + 3.052.10^{22}}{s^4 + 103s^3 + 3.459.10^{11}s^2 + 4.217.10^{12}s + 3.052.10^{21}}$$

On constate d'après cette fonction de Transfert que tous les coefficients des polynômes ont le même signe ce qui vérifie les conditions de la fonction de Transfert cités déjà en section II.1.

L'estimation des paramètres du circuit équivalent de l'enroulement est effectuée en appliquant algorithme proposé dans l'organigramme de la Figure II.4. Le tableau suivant récapitule les paramètres estimés.

L_s(H)	m_1(H)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α	C_{eq} (nF)
0.299	0.2457	0.125	0.0132	5	6.15	0.0746

Tableau II.6 Paramètres estimés

Le circuit équivalent synthétisé est composé de deux cellules comme montré sur la Figure II. 7.

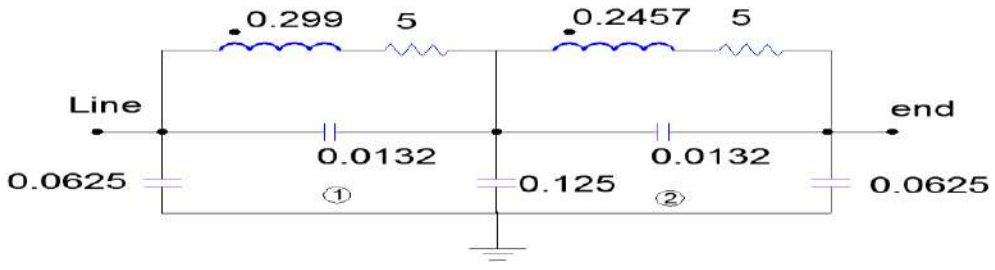


Figure II. 7. Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement

Le tableau II.7 représente l'inductance, les fréquences mesurées et estimées, dont le quel l'écart entre la mesure et l'estimation est acceptable.

Le cas	**Valeurs mesurées**		**Valeurs estimées par la méthode FT**		**Erreur %**
Premier cas	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
	77.5	15	79. 27	15.15	2.3%
	--	94	--	92.42	
	Leq=1.07H		Leq=1.0894 H		1.81%

Tableau II.7 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

La comparaison entre la réponse de l'impédance en fonction de la fréquence mesurée et estimée est représentée dans la figure II.8.

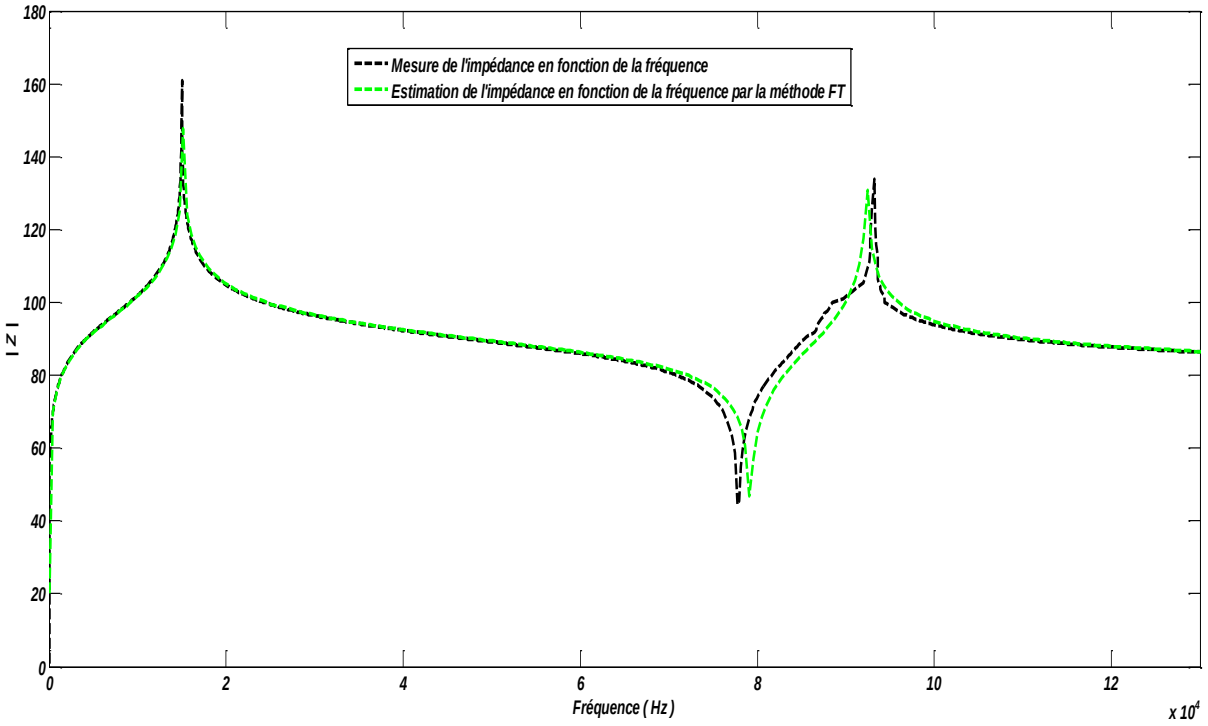


Figure.II.8 comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

II.6.2 Deuxième cas étudié :

A. Caractéristique de l'enroulement et mesure :

Les caractéristiques de l'enroulement testé sont les suivants :

- Une hauteur totale de 500 mm
- Un diamètre intérieur et extérieur de 200 mm et 220 mm respectivement
- Une section du cuivre de 10 mm^2
- 05 disques comportant 30 spires chacun

  Une description de l'enroulement est donnée en annexe.A.

Les mesures effectuées sur l'enroulement sont données comme suit :

- L_{eq}=1,5 mH, C_g= 4,8 nF et R= 0.25 Ω.

La réponse de l'impédance en fonction de la fréquence de l'enroulement étudié est représentée sur la Figure II.9

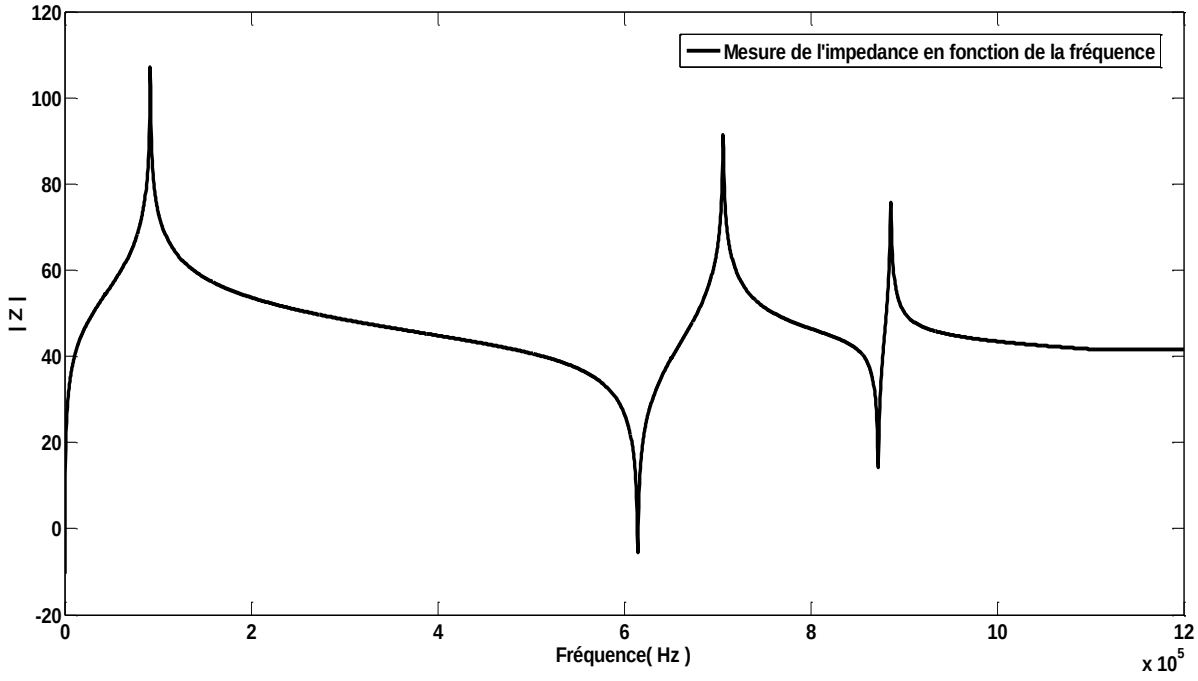


Figure.II.9 Mesure de l'impédance en fonction de la fréquence

B. Estimation des paramètres du modèle

- Détermination des fréquences (O_{cnf}, S_{cnf}) du modèle de l'enroulement par des mesures de fréquences balayées

Conformément à la méthodologie décrite en II.5.1, tous les pics de fréquences, dans lesquels les pôles et les zéros sont déterminés, le tableau II. 8 représente les résultats finals des fréquences de résonance ainsi les pôles et les zéros.

Le cas	f_0^{pi} (kHz)	f_l^{pi} (kHz)	f_h^{pi} (kHz)	$p_i = -\sigma_i \pm j\,\omega_i$ $(neper \pm j\,rad/s) \times 10^5$	f_0^{zi} (kHz)	f_l^{zi} (kHz)	f_h^{zi} (kHz)	$z_i = -\tau_i \pm j\,\omega_i$ $(neper \pm j\,rad/s) \times 10^5$
Deuxiéme Cas	91.5	85.5	98.9	$0.0001 \pm j0.5897$	614.6	612	595	$0.0013 \pm j3.7456$
	706.1	698	717	$0.0013 \pm j4.4980$	872.2	871	875	$0.0014 \pm j5.4913$
	886	883	901	$0.0014 \pm j5.6487$				

Tableau II.8 pôles et zéros

- Détermination du nombre de cellules N

Conformément à la méthodologie décrite dans le paragraphe (II.5.2), et d'après la Figure II.9, on peut constater que deux pics de fréquence peuvent être observés, en utilisant les équations II.20, II.21 et II.22 on trouve que chaque pic présente une résonance, les résultats sont illustrés dans le tableau II.9. L'impédance et les largeurs de bandes correspondantes à chaque pulsation de résonance sont déterminées et présentées (tableau II.4).

À partir de ces résultats, on peut affirmer que le nombre de cellules du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur est pris égal au nombre de fréquences de résonance de l'enroulement et sa valeur est égale à trois.

Le cas	Pulsations de Résonances ω_0 (rd/s)	$Z(\omega_0)$	ω_L (rd/s)	ω_H (rd/s)	$Z(\omega_L), (\omega_H)$	B(rd/s)
Deuxiéme cas	574620	107	536940	621092	75.66	84152
	4434308	91.47	4383440	4502760	64.67	119320
	5564080	75.62	5545240	5658280	53.47	113040

Tableau II.9 Fréquences et pulsations de résonance

- **Expression de la Fonction de Transfert :**

En appliquant la procédure décrite dans le paragraphe II.5 et d'après les mesures et les résultats obtenus, la Fonction de Transfert de l'enroulement étudié est la suivante :

$$Z(s) = \frac{8.067.10^{08}s^5 + 4.369.10^{12}s^4 + 3.564.10^{22}\,s^3 + 9.799.10^{25}s^2 \;+ 3.413.10^{35}\,s \;+ 5.591.10^{37}}{s^6 + 5415\,s^5 + 5.249.10^{13}\,s^4 + 1.466.10^{17}\,s^3 + 6.637.10^{26}\,s^2 + \;1.655\,s \;+ 2.245.10^{38}}$$

On constate d'après cette fonction de Transfert que tous les coefficients des polynômes ont le même signe ce qui vérifie les conditions de la fonction de Transfert cités déjà en section II.1.

L'estimation des paramètres du circuit équivalent de l'enroulement est effectuée en appliquant algorithme proposé dans l'organigramme de la Figure II.4. Le tableau suivant récapitule les paramètres estimés.

L_s(mH)	m_1(mH)	m_2(mH)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α	C_{eq} (nF)
0.19	0.159	0.157	1.6	0.56	0.083	5.07	1.2424

Tableau II.10 Paramètres estimées

Le circuit équivalent synthétisé est composé de trois cellules comme montré sur la Figure II. 10.

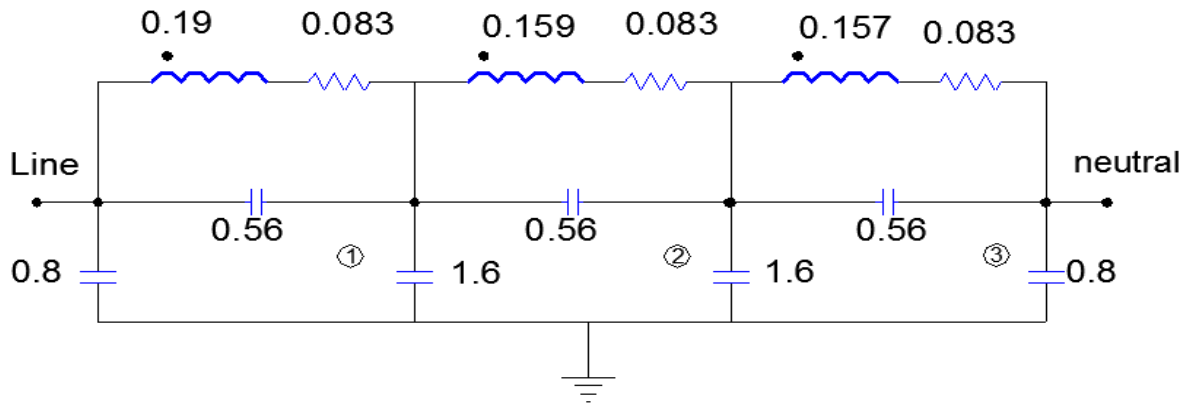


Figure II. 10. Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement

Le tableau II.11 représente l'inductance, les fréquences mesurées et estimées, dont le quel l'écart entre la mesure et l'estimation est acceptable.

Le cas	**Valeurs mesurées**		**Valeurs estimées par la méthode FT**		**Erreur %**
	Ocnf (kHz)	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
Deuxiéme cas	91.5	614.6	93.9	590.2	< 3
	706.10	872.2	716.8	889.6	
	886	-	899.4		--
	Leq=1.5mH		Leq= 1.5194 mH		1.2

Tableau II.11 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

La comparaison entre la réponse de l'impédance en fonction de la fréquence mesurée et estimée est représentée dans la figure II.11.

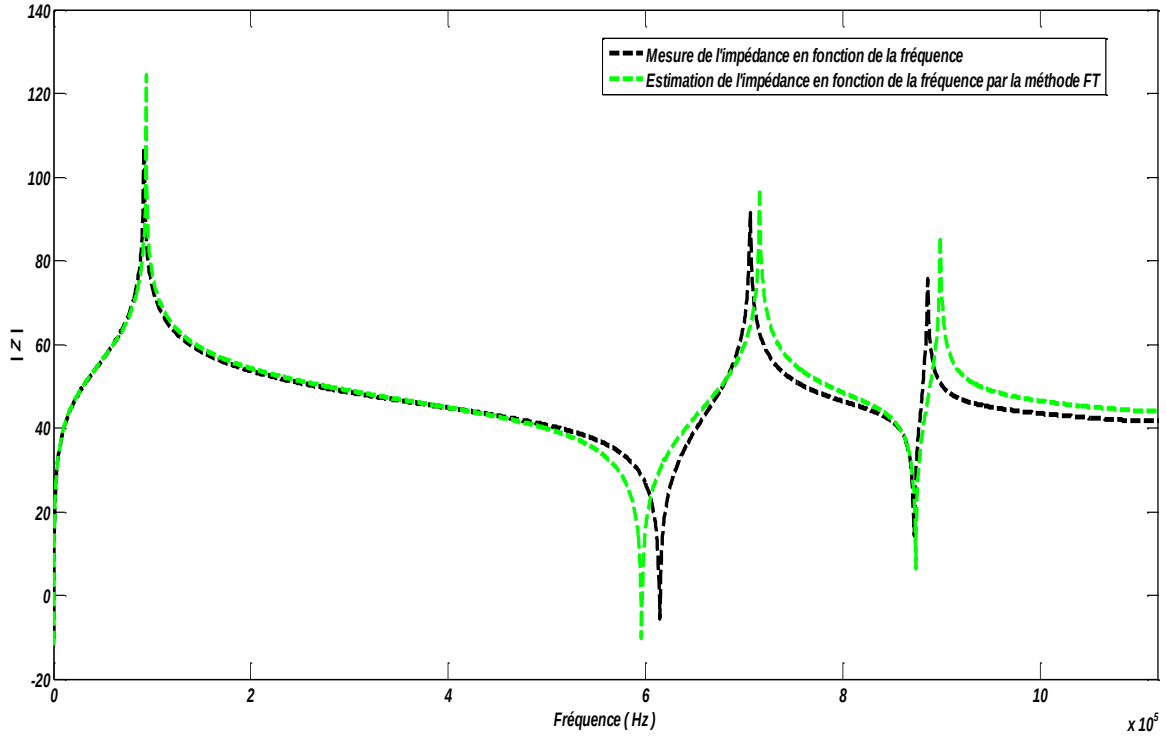


Figure.II.11 comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

II. 7 Constat

D'après l'étude menée sur les deux enroulements réels, les résultats obtenus à partir de la méthode proposée sont concourantes avec ceux obtenus par les mesures, avec des écarts admissibles.

En comparaison avec la procédure proposée par Ragavan et al **:**

Le nombre de cellule du modèle équivalent est fixé par le nombre de pic de résonance (O_{cnf}), contrairement à ce qu'a proposé Ragavan et al, qui considère que ce nombre est variable jusqu'à l'obtention de la convergence. Ce qui peut engendrer une lourdeur et lenteur dans l'estimation du modèle.

Dans cette optique, nous[2] allons proposer dans le chapitre qui suit, un procédé d'identification plus fiable et plus efficace basé sur l'intelligence artificielle. Ce dernier fait l'objet d'une recherche plus approfondie afin d'avoir une identification plus précise.

Conclusion

Sur la base des données mesurées, une identification des paramètres de l'enroulement du transformateur a été faite. La procédure consiste à utiliser la fonction de Transfert pour la synthèse de circuit équivalent d'un enroulement du transformateur, dont les fréquences naturelles en court-circuit et en circuit ouvert correspondent aux valeurs mesurées, avec une tolérance acceptable.

Des études expérimentales ont été présentées pour valider la méthode proposée. Bien que les études de cas indiquent que la méthode de la FT a un certain potentiel, cependant, le traitement des données nécessite un temps de calcul important. Afin d'avoir une certaine rapidité, efficacité et souplesse, nous proposerons dans le prochain chapitre des nouvelles approches basées sur l'intelligence artificielle.

Chapitre III Identification des paramètres de l'enroulement de transformateur par les méthodes de l'intelligence artificielle

Introduction

Si les méthodes de résolution exactes permettent d'obtenir une solution dont l'optimalité est garantie, dans certaines situations, on peut cependant rechercher des solutions de bonne qualité, sans garantie d'optimalité, mais au profit d'un temps de calcul plus réduit. Pour cela, on applique des méthodes dites 'métaheuristiques', adaptées à chaque problème traité. En revanche, le réglage des paramètres de la méthode, le temps de calcul et la qualité de solution trouvée reste un défi.

Lorsqu'un problème d'optimisation se pose, il faut parfois définir de nouvelles méthodes de résolution plus avancées, car avec les méthodes classiques existantes, les objectifs désirés ne sont pas toujours atteints. Dans ces dernières décennies, des nouvelles méthodes ont été utilisées et adaptées dans diverse domaine de la recherche pour résoudre les problèmes d'optimisation, il s'agit des métaheuristiques.

Ce sont des algorithmes d'optimisation issus des domaines de la recherche opérationnelle et l'intelligence artificielle, visant à résoudre les problèmes difficile, ils sont généralement stochastiques itératifs, qui progressent vers un optimum global, c'est-à-dire l'extremum global d'une fonction objectif. La source d'inspiration de ces méthodes peut être issue de la modélisation des systèmes complexes naturels, il s'agit de copier et d'adapter les concepts mis en œuvre par le monde du vivant pour la résolution des problèmes d'optimisation.

Les recherches sur les comportements collectifs des insectes sociaux fournissent des méthodes puissantes pour la conception des algorithmes d'optimisation combinatoire. L'étude menée par des chercheurs éthologiste montre que ces techniques s'appliquent aujourd'hui à tous les problèmes scientifiques et techniques. Ces algorithmes permettent de s'approcher d'une ou de plusieurs solutions et de trouver la solution globale à un problème d'optimisation et de ne pas rester bloqué sur un minimum local **[Tre-03]**, **[Zhe-03]**, **[Ayb-16]**, **[Mah-16]**, **[Xin17]**.

Nous avons constaté dans le chapitre précédant que l'utilisation des méthodes déterministes peuvent alourdir le temps de calcul, surtout lorsqu'il s'agit d'un grand nombre de paramètres à optimiser. Afin d'améliorer la qualité de solution et réduire le temps de calcule, nous allons identifier de manière intelligente les paramètres résistifs, inductifs et capacitifs du schéma équivalent de l'enroulement du transformateur. Pour cela, nous proposons les Algorithmes Génétiques (AG) et l'Optimisation par Essaim de Particule (PSO). Nous concluions ce chapitre par une étude comparative entre les trois méthodes à savoir la FT, AG et PSO, afin d'évaluer les performances de chaque méthode.

III.1 Les Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques ont été initialement développés par John Holland, ses collègues, et ses étudiants, à l'université du Michigan dans les années 70 **[Hol-75]**, en 1989 Goldberg a publié un livre de référence pour les algorithmes génétiques **[Gol- 89]**.

Ce sont des métaphores biologiques inspirées des mécanismes de l'évolution darwinienne (sélection naturelle) et de la génétique. Ces métaphores prennent la forme d'algorithmes de recherche appelés "algorithmes génétiques" **[Ren-95]**, ils appartiennent à la famille des algorithmes dits stochastiques, bien qu'utilisent le hasard, les AGs ne sont pas purement aléatoires, ils exploitent efficacement l'information obtenue précédemment pour spéculer sur la position de nouveaux points à explorer, avec l'espoir de trouver une meilleur solution **[Gol-94]**.

Les algorithmes génétiques utilisent un mécanisme de sélection des individus de la population (les solutions potentielles). Les individus sélectionnés sont croisés entre eux (exploitation), et certains sont mutés (exploration), ce mécanisme d'exploration d'exploitation permet de converger vers les bonnes solutions, tout en évitant les optimums locaux **[Mah-16], [Cor-16].** Les algorithmes génétiques résolvent les problèmes n'ayant pas de méthode de résolution exacte ou dont la solution n'est pas précisément décrite, si elle est connue, elle est trop compliquée pour être calculée dans un temps raisonnable. Ceci dit, face à un problème pour lequel il existe une infinité de solutions, plutôt que d'essayer naïvement toutes les solutions une à une pour trouver la meilleure, l'espace de recherche sera exploré et exploité en se laissant guider par les principes des algorithmes génétiques.

III.2 Principe de base des Algorithmes Génétiques

Un algorithme génétique cherche à trouver les meilleures solutions d'une fonction objectif, dans un espace de données appelé population. Par analogie avec la génétique, chaque individu dans cette population est un chromosome et chaque caractéristique de l'individu est un gène, ce dernier est représenté par un bit (0 ou 1), alors que le chromosome par une chaîne de bits. Chaque gène peut être assimilé à une variable comme il peut prendre des valeurs différentes appelées allèles, la position du gène dans le chromosome est dite locus **[Har-03]**.

L'ensemble des valeurs des gènes du chromosome sont appelés génotype, par ailleurs la solution réelle après transformation du chromosome est appelée phénotype. Les individus les plus forts survivent et se reproduisent entre eux pour créer de nouveaux individus, tandis que les plus faibles disparaissent petit à petit. De plus, lors des créations d'individus, des mutations génétiques se produisent. Cela conduit à définir les trois opérateurs génétiques de base qui sont la sélection, le croisement et la mutation pour la manipulation des chromosomes dans un espace de recherche bien défini **[Zha-16]**, **[Akb17]**.

III.3 Les étapes de la méthode AG

Un algorithme génétique fonctionne principalement avec quatre étapes (Figure III.1) à savoir :

1. Création de la population
2. Évaluation de la fonction sélective de tous les individus dans la population
3. Sélection des meilleurs chromosomes
4. Manipulation génétique, pour créer une nouvelle population de chromosomes

Au début de l'algorithme, une population initiale est générée où chaque individu dans la population est codé sous forme d'une chaîne de caractères (chromosomes), ensuite, une évaluation de chaque chromosome sera établie. Cette évaluation consiste à évaluer la qualité des chromosomes à l'aide de la fonction d'évaluation fitness, cela permet de sélectionner les chromosomes les plus adaptés, en suite les appliqués aux opérateurs génétiques (croisement et mutation), ce qui crée une nouvelle génération.

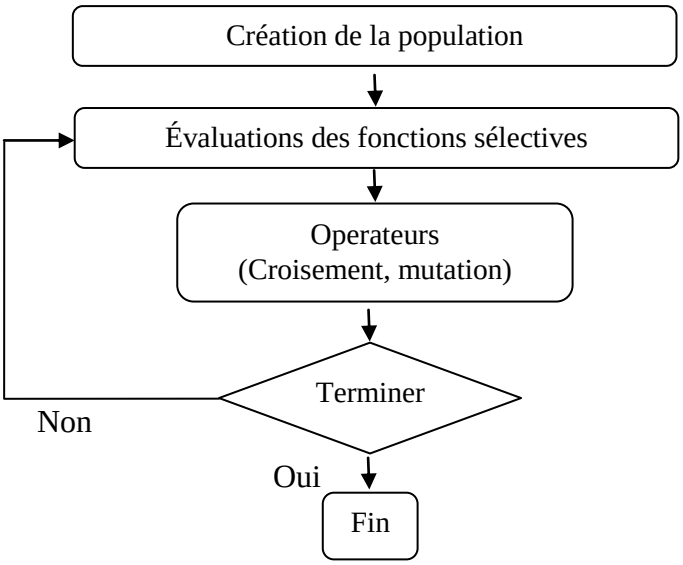


Figure III. 1- Cycle génétique

À la fin du cycle, une nouvelle population est acquise ouvrant ainsi la voie pour une nouvelle génération et par conséquent un nouveau cycle.

III.4 Principales caractéristiques

Les principales caractéristiques des Algorithmes Génétiques sont les suivants :

- Ils travaillent sur un grand espace de recherche (une population d'individus) et non pas sur un seul point, ce qui permet d'explorer différentes zones dans l'espace de recherche et donc de minimiser la probabilité d'avoir seulement l'optimum local.

-Ils utilisent un codage des paramètres et non pas les paramètres eux-mêmes.

-Ils n'utilisent que les valeurs de la fonction objectif, non pas ses dérivées, ou une autre connaissance auxiliaire.

-Ils sont stochastiques (utilisent des règles de transition probabilistes aléatoire, et non pas déterministes).

III.5 Opérateurs des Algorithmes Génétiques

Les opérateurs jouent un rôle crucial dans la convergence d'un AG. On distingue trois principaux opérateurs, tel que ; Opérateur de sélection, de croisement et de mutation **[Zha-16**], **[Zha-17]**.

III.5.1 Opérateur de sélection

L'opérateur de sélection génère à partir de la population courante une nouvelle population, pour se faire, on commence par copier dans la nouvelle génération les individus sélectionnés de la population courante. Cette sélection sert à faire une reproduction des individus avant d'effectuer le croisement et la mutation, de manière à augmenter, d'une génération à l'autre le nombre d'individus, dont la valeur sélective est la meilleure.

La sélection est l'étape primordiale dans un algorithme génétique, elle est chargée à " favoriser" les meilleurs individus **[Reb-99]**, **[Zha-16]**.

III.5.1.1 Méthodes de sélection

Il existe plusieurs méthodes pour la sélection, les plus connues sont les suivant :

III.5.1.1.1 La sélection par classement

Comme indique son nom, elle consiste à classer les individus de la population dans un ordre croissant (ou décroissant) et à retenir un nombre fixé de génotypes, seuls les individus les plus forts sont conservés.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la convergence prématurée de l'algorithme génétique, il est conseillé de garder quelques individus jugés faibles pour créer une diversité au niveau de la population. Une autre difficulté consiste à fixer une limite à la sélection ce qui empêche parfois de garder des bons candidats pour les futures générations **[Har-03]**.

III.5.1.1.2 La sélection par tournoi

Cette méthode consiste à choisir aléatoirement deux ou plusieurs individus et à sélectionner le plus fort, le processus soit répété jusqu'à l'obtention de N individus. L'avantage de cette méthode est d'éviter qu'un individu très fort soit sélectionné plusieurs fois **[Har-03]**.

III.5.1.1.3 La sélection par la roulette

C'est méthode la plus simple et la plus utilisée, elle s'appelle la roue de loterie biaisée (roulette Wheel) de Goldberg **[Gol-89]**. Cette technique consiste à créer une roue de loterie biaisée pour laquelle chaque individu de la population occupe une section de la roue proportionnelle à sa valeur d'évaluation. Bien que les individus ayant une grande valeur sélective « fitness » ont donc plus de chance d'être sélectionnés. Ainsi, même les individus les plus faibles ont une chance de survivre. La probabilité de sélection d'un individu *i* notée *Ps* avec laquelle il sera réintroduit dans la nouvelle population de taille *L*. Le nombre de fois qu'un individu sera sélectionné est égal à sa valeur sélective divisée par la somme des valeurs sélectives de la population totale.

L'expression de la probabilité de sélection est donnée comme suit ;

$$P_{si} = \frac{f_i}{\sum_{J=1}^{L} f_i} \qquad \text{(III.1)}$$

Avec ;

-*fi* est la valeur sélective d'un chromosome (individu) particulier *i*.

III.5.2 Opérateur de croisement

Le croisement permet de générer deux nouveaux individus à partir de deux individus qui ont survécu. On espère que les deux individus crées tireront partie des points forts de leurs deux parents et que leur valeur sélective sera meilleure encore. Les deux nouveaux individus formés permettent donc d'explorer les nouvelles régions de l'espace en se rapprochant peut-être d'un extremum.

Le croisement combine deux individus appariés avec une probabilité Pc qui permet de décider si les parents seront croisés entre eux ou s'ils seront tout simplement recopiés dans la population suivante **[Reb-99]**, **[Har-03]**. La littérature définit plusieurs opérateurs de croisement, ils diffèrent selon le type de codage adapté et la nature du problème traité.

III.5.2.1 Croisement en 1-point

C'est le croisement le plus simple et le plus utilisé dans la littérature, (Figure III.2) il consiste à choisir au hasard un point de croisement pour chaque couple de chromosomes. Les sous-chaînes situées après ce point sont par la suite inter-changées pour former les deux fils (enfants).

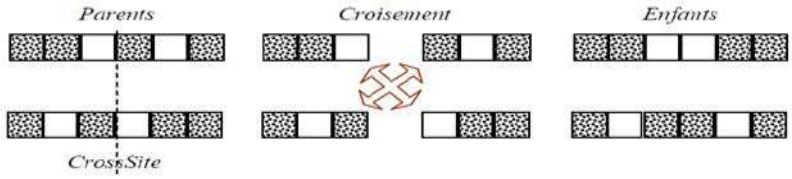


Figure III.2 croisement en codage binaire

III.5.2.2 Croisement en 2-points

Dans ce type de croissement, on choisit aléatoirement deux points de coupure pour créer les descendants.

III.5.2.3 Croisement en n-points

Ce type de croisement s'énonce par un choix aléatoirement de n-points de coupure pour dissocier chaque parent en n+1 fragments. Ce croisement cherche à explorer tout l'espace de solutions possibles en créant des descendants ayant des caractéristiques très loin des parents.

III.5.2.4 Croisement réel

Le codage réel utilise des opérateurs génétiques spécifiques pour la manipulation des chromosomes. Il est de plusieurs types :

A. Ordre de base cyclique

En général, deux chromosomes parents sont sélectionnés pour le croisement et deux points de coupures sont choisis aléatoirement sur chaque parent. La Figure III.3 montre un exemple de ce type de croisement.

Pour compléter les gènes manquants du fils 1 on commence par insérer les gènes situés à droite du premier point de coupure du parent 2 tout en gardant l'ordre des gènes et en ignorant les gènes déjà pris. Le deuxième fils est complété à partir du parent 1 de la même manière que le fils 1.

			1er pt				2ème pt		
Père 1	a	b	c	d	e	f	g	h	i
Père 2	f	b	g	a	e	i	c	h	d
Fils 1	.	.	.	d	e	f	g	.	.
Fils 2	.	.	.	a	e	i	c	.	.
Fils 1	a	i	c	d	e	f	g	h	b
Fils 2	d	f	g	a	e	i	c	h	b

Figure III.3 Croisement d'ordre de base cyclique

B. Croisement d'ordre maximal

Dans ce type, on commence par choisir aléatoirement deux points de coupure pour les deux parents, les sous-chaînes situées au milieu sont inter-changées. Les gènes manquants sont par la suite complétés à partir de chaque père en allant de gauche à droite et en choisissant le premier caractère disponible. À la différence du croisement de base cyclique, le fils 1 est complété à partir du parent 1 et le fils 2 à partir du parent 2. La Figure III.4 illustre un exemple de croisement d'ordre maximal. Ce type de croisement a pour objectif de garder le maximum possible les positions et l'ordre des gènes.

Père 1 :	a	b	c	d	e	f	g	h	i
Père 2 :	f	b	g	a	e	i	c	h	d
Fils 1 :	b	d	f	a	e	i	c	g	h
Fils 2 :	b	a	i	d	e	f	g	c	h

Figure III.4 Croisement d'ordre maximal

III.5.3 Mutation

La mutation est définie étant la modification aléatoire d'une partie d'un chromosome, elle constitue une exploration aléatoire de l'espace des chaînes de caractères **[Gol-94]**. La probabilité de mutation peut être fixe comme elle peut être variable. L'expérience montre l'importance de son rôle : sans utiliser une probabilité de mutation P_m, l'algorithme peut avoir une convergence prématurée **[Gol-94]**, **[Ren-95]**.

Par ailleurs, il est bon que cette probabilité diminue durant l'exécution de manière à ce que la perte d'allèles soit faible au début du processus sans pénaliser la convergence à terme.
En fait, la probabilité P_m optimale dépend de la taille de la population et la longueur des individus **[Zha-17]**.

III.5.3.1 Type de Mutation

III.5.3.1.1 Mutation en codage binaire

Dans un algorithme génétique simple, la mutation en codage binaire est la modification aléatoire de la valeur d'un caractère de la chaîne **[Gol-94]**.

III.5.3.1.2 Mutation en codage réel

Dans ce type de codage, différents opérateurs sont utilisés **[Har-03]** :

- **L'opérateur d'insertion**: il consiste à sélectionner aléatoirement un bit et une position dans le chromosome à muter, puis à l'insérer dans la position choisie.
- **L'opérateur d'inversion simple**: il consiste à choisir aléatoirement deux points de coupure et inverser les positions des bits situés au milieu.
- **L'opérateur d'échange réciproque**: il permet la sélection de deux bits et les inter changés.

L'objectif de la mutation est d'empêcher la perte définitive de certains allèles sous l'effet du mécanisme de sélection. Si la taille de la population tend vers l'infini, le risque de perte est pratiquement nul. On peut conclure que la probabilité de mutation doit être inversement proportionnelle à la taille de la population L.

La probabilité de croisement *Pc* doit augmenter au cours de l'exécution de l'AG, puisque d'une part, une décroissance exponentielle de *Pm* au cours de l'exécution de l'AG améliore ses performances **[Bou-04]** et d'autre part P_m doit augmenter si *Pc* diminue et réciproquement **[Rei 96]**, le choix de la meilleure probabilité de mutation Pm est délicat.
En effet, Pm dépend à la fois de la taille L de la population et de la longueur l des individus. De plus, si Pm décroît avec le temps, les performances de l'algorithme sont meilleures. Enfin, Pm est peut-être pris inversement proportionnel à la probabilité de croisement **[Rah-12]**.

III.6 Paramètres principaux

Les opérateurs de l'algorithme génétique sont guidés par un certain nombre de paramètres fixés en avance, ils ont un rôle crucial dans la convergence de l'algorithme, ces paramètres sont les suivants :

- La taille de la population ' *L'* et la longueur du codage de chaque individu ' *l'* ; Si *L* est trop grand, le temps de calcul de l'algorithme peut s'avérer très lent, dans le cas contraire, l'algorithme peut converger trop rapidement et donne une mauvaise solution.
- La probabilité de croisement *Pc :* Elle dépend de la forme de la fonction sélective.

Le choix de ce paramètre est en général heuristique. Plus il qu'il est élevé, plus la population subit de changements importants. Les valeurs de croisement sont généralement comprises entre 0.2 et 0.95 **[Rah-12]**.

- La probabilité de mutation *Pm* : Ce paramètre est généralement inversement proportionnel par rapport au croisement, il est entre 0.5 et 1. Une autre façon d'éviter que les meilleurs individus soient altérés est d'utiliser la reconduite explicite de l'élite dans une certaine proportion **[Shi-10]**, **[Ras-06]**.

III.7 Type de codage dans un algorithme génétique

Dans un algorithme génétique, deux types de codage existent ; le codage réel et le codage binaire. Dans le codage binaire, toutes les opérations sont assez simples à mettre en place **[Bou-04]**, **[Gol-89]**. Une des améliorations majeures consiste alors à se servir directement des nombres réels, les résultats donnés dans **[Ras-11]**, **[Rah-12]** montrent que la représentation avec un codage réel peut aboutir à une bonne précision et qu'en règle générale le temps de calcul reste toujours important.

III.8 Application de la méthode AG pour l'identification des paramètres de l'enroulement du transformateur [Cha 2016-1]

Les Algorithmes génétiques sont utilisés pour résoudre les problèmes cruciaux tels que les problèmes contraints **[Rei 96]** et les problèmes d'identification **[Ras-11]**, **[Shi-10]**. Dans cette étude, nous allons exploiter cette méthode pour identifier les paramètres du modèle de l'enroulement du transformateur à haute fréquence, l'organigramme de la méthode est présenté dans la figure III.5.

La première étape de l'application de cet algorithme est la création aléatoire d'une population initiale qui est un ensemble d'individus. Dans notre cas, cet ensemble d'individus constitue les paramètres du modèle de l'enroulement du transformateur qu'on cherche à cibler et à optimiser. L'ensemble d'individus à optimiser est subdivisé en deux sous population; La sous population "A" contient des inductances propres et mutuelles du modèle et la sous population "B" contient les capacités à la masse et les capacités shunt par section, l'ensemble de l'espace formé par chacun de ces individus forme l'espace de recherche. Chaque individu formant l'espace de recherche ainsi construit, est placé sur une position initiale en fonction de la valeur de la fonction fitness.

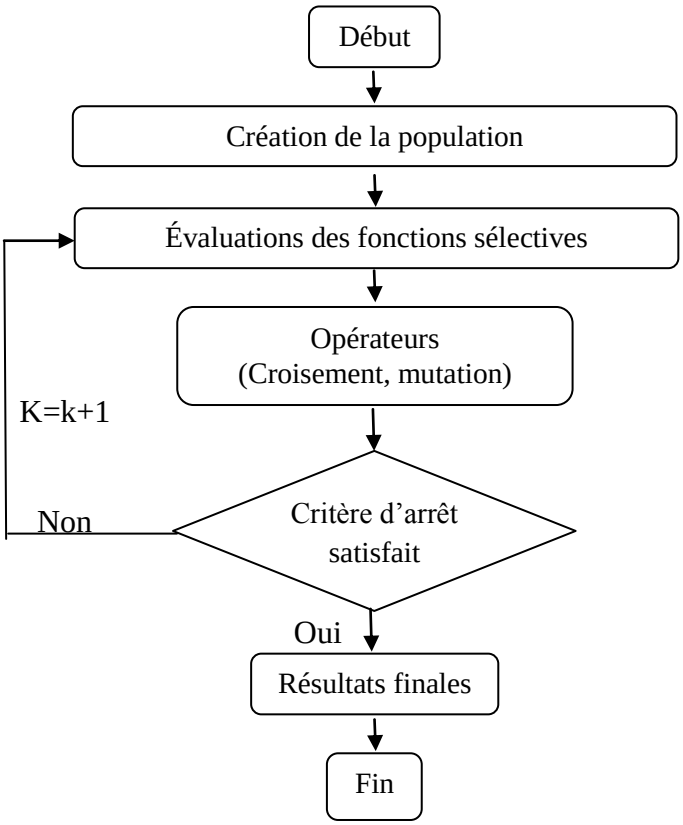


Figure III.5 organigramme de la méthode AG

La fonction de fitness qui correspond à la population «A» est donnée par l'équation III.2 et celle correspondant à la population «B» est donnée par l'équation III.3

$$L_{eq}(\text{estimer}) = NL_i + 2\sum_{i=1}^{N-1}(N-1)M_{i,i+1} \quad \text{(III.2)}$$

$$C_{eq} = \frac{C_g}{2} + \frac{1}{\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_g + \frac{1}{\frac{1}{C_s}+\cdots}}} \quad \text{(III.3)}$$

Avec :

- L_{eq}et C_{eq} sont l'inductance et la capacité équivalentes respectivement.

Une fois que tous les paramètres du modèle de l'enroulement ($N, L_s, M_{12} \ldots M_{1N}, C_g, C_s, r, \alpha$) sont identifiés, les matrices R, L et C peuvent être construites, afin d'estimer les fréquences naturelles de l'enroulement test.

L'algorithme s'arrête lorsque les critères de convergence suivants sont satisfaits :

$$(L_{eq}(\text{estimée}) \leq L_{eq}(\text{mesurée}), \quad \text{(III.4)}$$

ET

$$\text{les fréquences estimées} \leq \text{les fréquences mesurées} \quad \text{(III.5)}$$

L'algorithme a été mis en œuvre avec une population de 20 individus. Les probabilités de croisement et de mutation sont choisies à être 0,2 et 0,8 respectivement. L'expression de l'erreur est mentionnée dans l'équation suivante ;

$$\%\ \text{Erreur} = \frac{\text{valeur mesurée} - \text{valeur éstimée}}{\text{valeur mesurée}} \times 100 \quad \text{(III.6)}$$

III.8.1 Identification des paramètres du premier enroulement étudié

L'algorithme interprété par l'organigramme (Figure III.5) est testé pour l'identification des paramètres de l'enroulement dont les caractéristiques électriques et géométriques sont données dans le paragraphe II.6.1.

Après exécution de l'AG, les paramètres du circuit équivalent de l'enroulement sont estimés en appliquant l'Algorithme Génétique. Le tableau suivant récapitule les paramètres estimés.

L_s(H)	m_1(H)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α	C_{eq} (nF)
0.3	0.2449	0.125	0.0140	5	5.97	0.0753

Tableau II.1 Paramètres estimés

Le nombre d'itération effectué jusqu'à atteindre la convergence souhaitée des paramètres estimés est donné dans le tableau II.2

Iterations	**Ls (H)**	**m1 (H)**	**Leq (H)**	**Ceq (nF)**
1	0.8	0.4	2.4	0.84
10	0.8	0.4	2.4	0.41
15	0.8	0.4	2.4	0.185
20	0.8	0.4	2.4	0.185
25	0.46	0.24	1.48	0.09
30	0.46	0.24	1.48	0.075
40	0.46	0.28	1.44	0.0753
50	0.3	0.249	1.08	0.0753
100	0.3	0.249	1.08	0.0753

Tableau III.2 convergence des paramètres

Les figures III.6 et III.7 illustrent la convergence de la capacité équivalente et de l'inductance équivalente en fonction du nombre d'itération de l'algorithme.

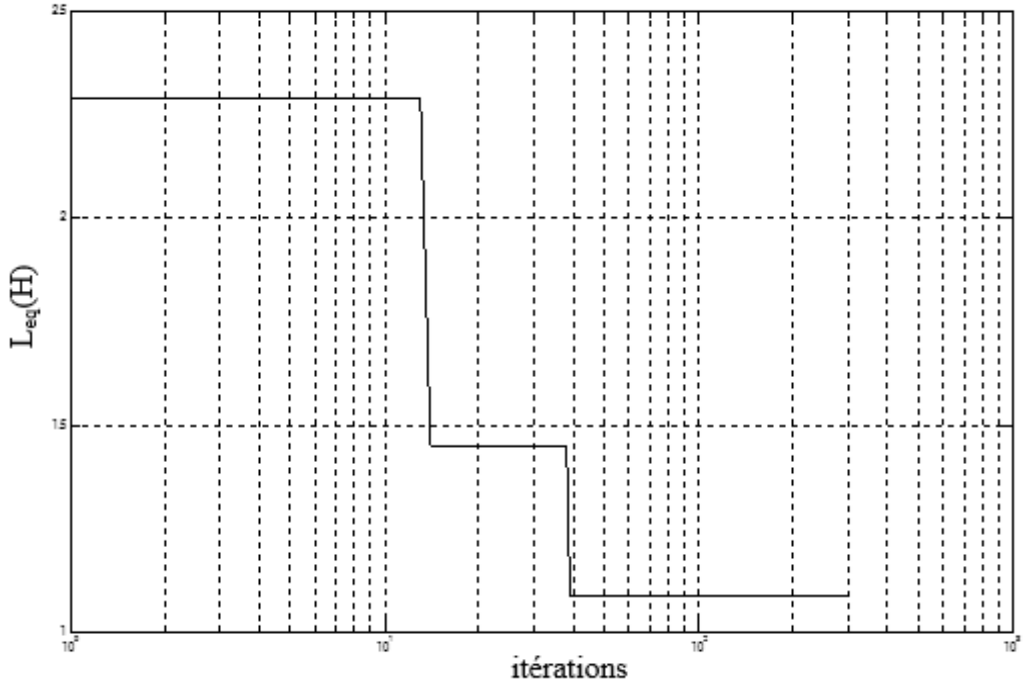


Figure III. 6 Allure de la convergence de l'inductance équivalente estimée

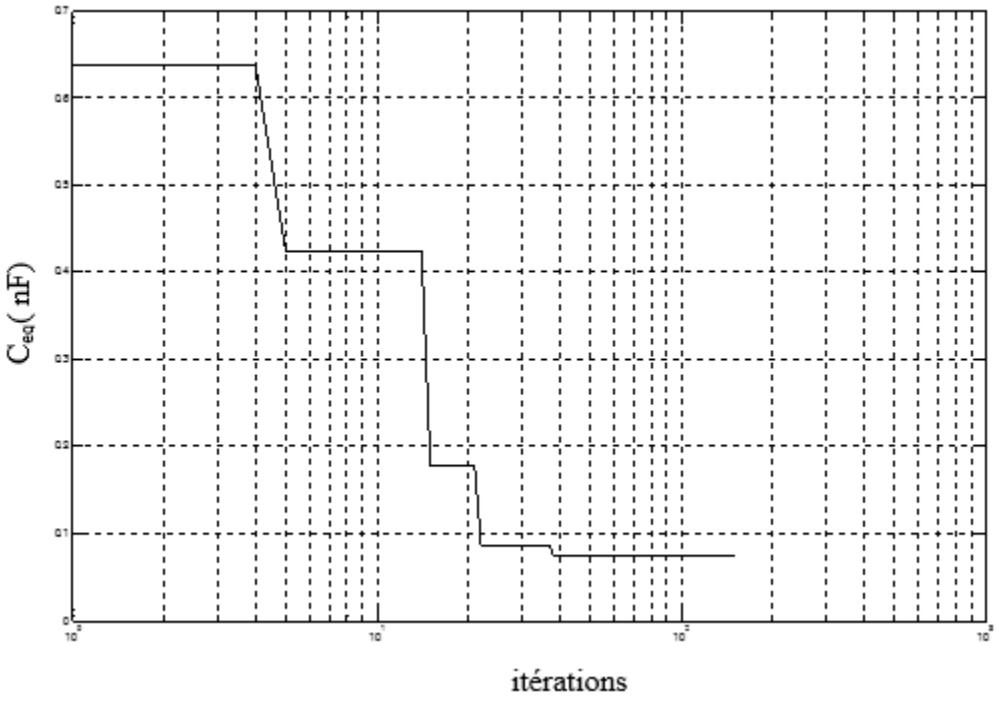


Figure III. 7 Allure de la convergence de la capacité équivalente estimée

La figure III.8 représente le circuit synthétisé dont les paramètre sont estimés en appliquant l'algorithme d'identification (AG)

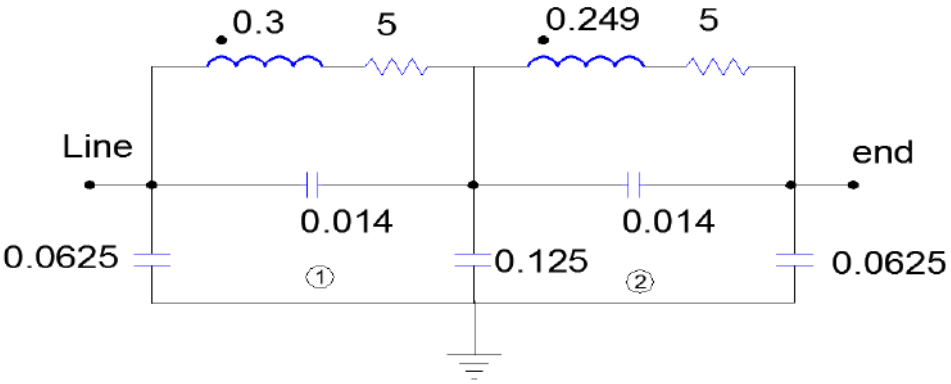


Figure III.8 circuit synthétisé

Le tableau III.3 représente l'inductance équivalente, les fréquences mesurées et estimées, ainsi que l'écart enregistré entre ces deux grandeurs.

Le cas	**Valeurs mesurées**		**Valeurs estimées par la méthode AG**		**Erreur %**
	Scnf (kHz)	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
Premier cas	77.5	15	80.05	15.18	3.29%
	--	94	--	93.84	
	Leq=1.07H		Leq=1.098 H		2.61%

Tableau III.3 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

La comparaison entre les variations de l'impédance en fonction de la fréquence mesurée et estimée est représentée dans la figure III.9

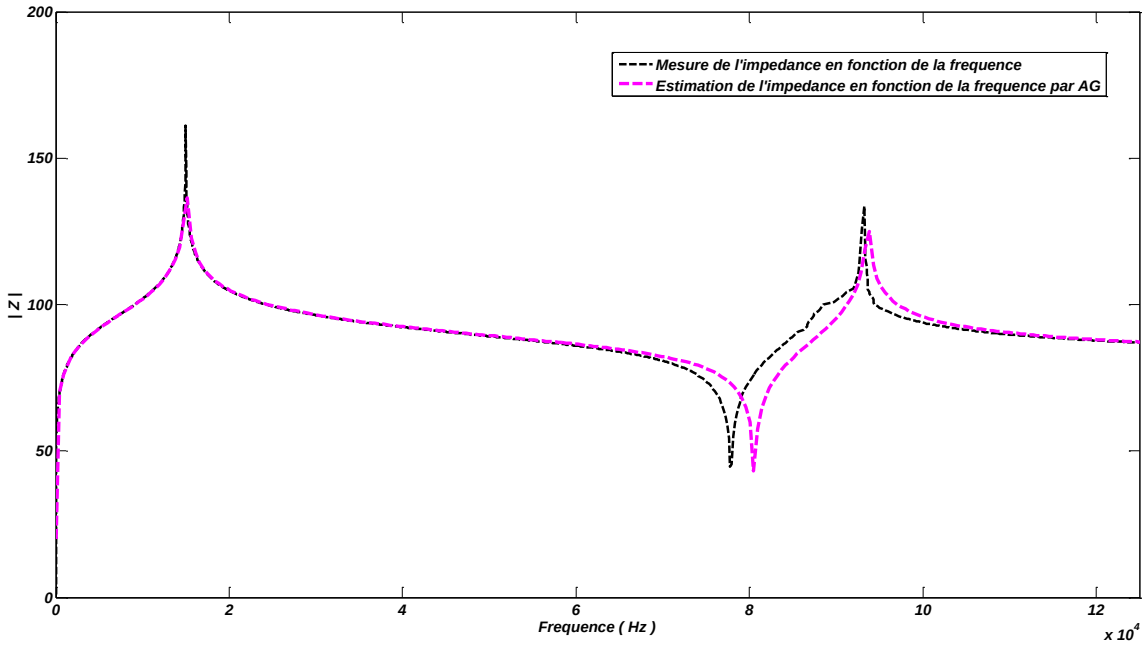


Figure III. 9 Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

Comme on peut bien le constater d'après les résultats présentés, l'erreur entre les valeurs mesurées et estimés n'excède pas 3.5% et le nombre d'itérations nécessaire pour atteindre la convergence souhaitée est égale à 50 itérations.

III.8.2 Identification des paramètres du deuxième enroulement étudié

L'algorithme interprété par l'organigramme (Figure III.5) est testé pour l'identification des paramètres de l'enroulement dont les caractéristiques électriques et géométriques sont données dans le paragraphe II.6.2.

L'estimation des paramètres du circuit équivalent de l'enroulement est effectuée en appliquant l'Algorithme Génétique proposé. Les paramètres estimés sont récapitulés dans le tableau suivant.

L_s(mH)	m_1(mH)	m_2(mH)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α	C_{eq} (nF)
0.1918	0.158	0.156	1.6	0.433	0.083	5.76	1.15

Tableau II.4 Paramètres estimés

Le nombre d'itération effectué jusqu'à atteindre la convergence souhaitée des paramètres estimés est donné dans le tableau II.5

iteration	Ls (mH)	m1 (mH)	m2 (mH)	Leq (mH)	Ceq (nF)
1	0.38	0.285	0.19	2,666	3.217
10	0.38	0.285	0.19	2,655	3.217
15	0.34	0.223	0.19	2.292	1.493
20	0.22	0.17	0.16	1.666	1.490
25	0.1981	0.158	0.16	1.5488	1.4829
30	0.1981	0.158	0.156	1.54888	1.4829
40	0.1981	0.158	0.156	1.54888	1.4798
50	0.1981	0.158	0.156	1.5	1.4798
100	0.1981	0.158	0.156	1.5	1.4798

Tableau III.5 convergence des paramètres

Les figures III.10 et III.11 illustrent la convergence de la capacité équivalente et de l'inductance équivalente en fonction du nombre d'itération de l'algorithme.

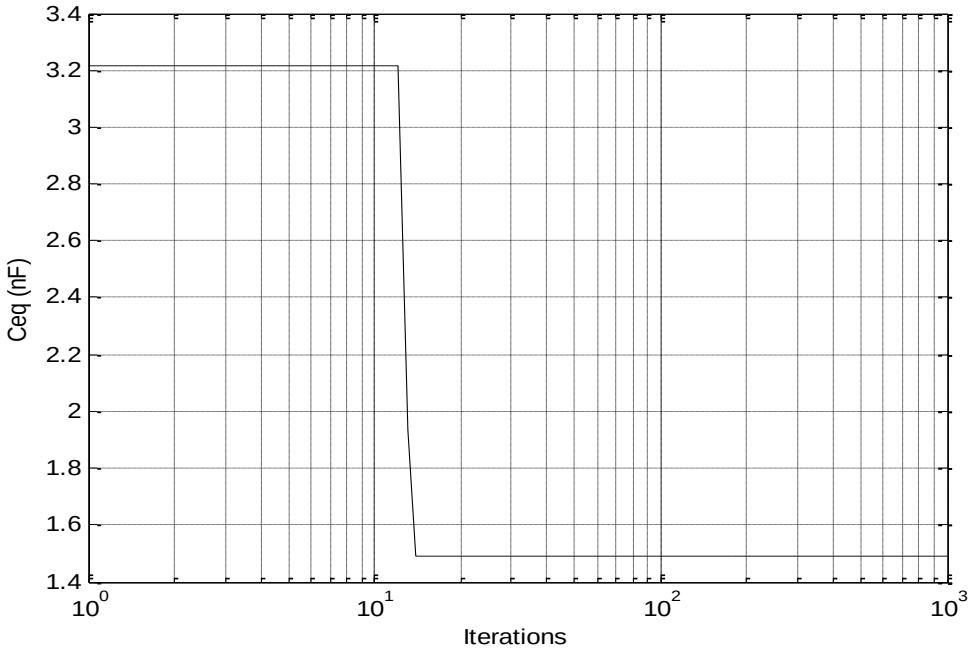


Figure III.10 Allure de la convergence de la capacité équivalente estimée

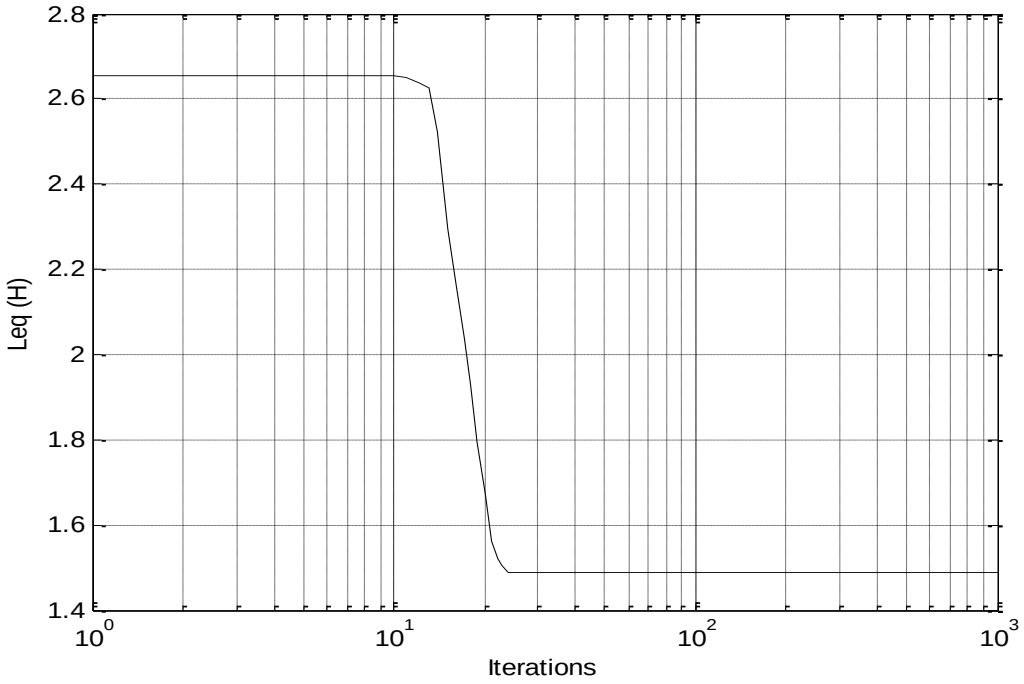


Figure III.11 Allure de la convergence de l'inductance équivalente estimée

La figure III.12 représente le circuit synthétisé dont les paramètres sont estimés en appliquant l'algorithme d'identification (AG)

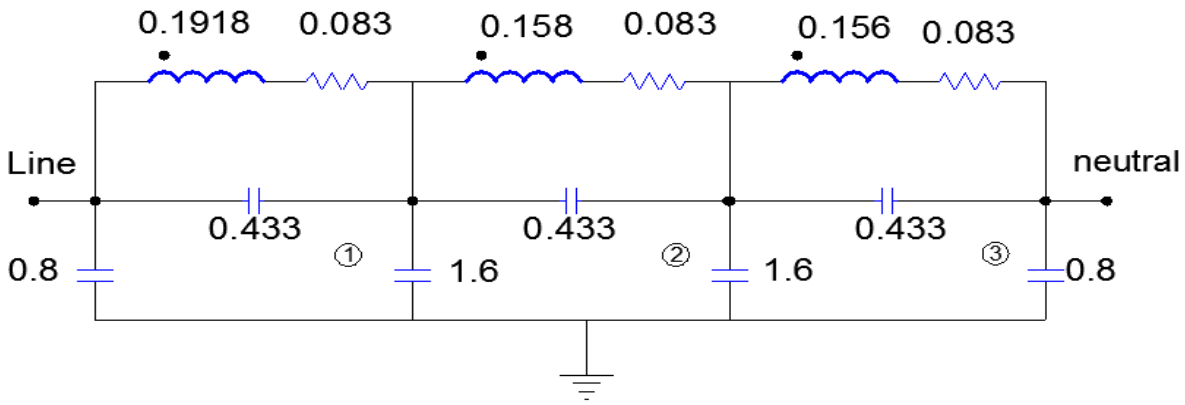


Figure III.12 circuit synthétisé

Le tableau ci-dessous présente l'inductance équivalente, les fréquences mesurées et estimées, ainsi que l'écart enregistré entre ces deux grandeurs.

Le cas	**Valeurs mesurées**		**Valeurs estimées par la méthode AG**		**Error %**
Deuxiéme cas	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
	614.6	91.5	590.2	94.7	<3.94 %
	872.2	706.10	889.6	721.7	
	-	886	-	920.5	
	Leq=1.5mH		Leq= 1.5194 mH		1.29%

Tableau III.6 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

La figure III.13 présente une comparaison entre les variations de l'impédance en fonction de la fréquence mesurée et estimée.

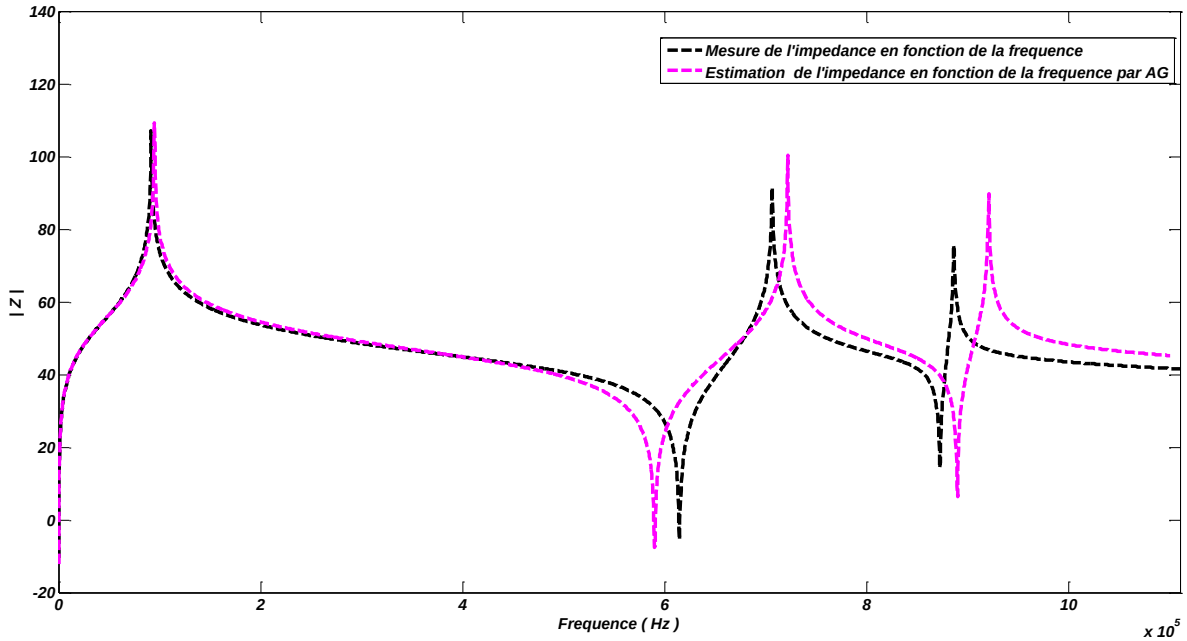


Figure III.13 comparaison entre la réponse en fréquence de l'impédance mesurée et estimée

D'après les résultats obtenus, on peut noter que :

- L'écart entre les valeurs mesurés et estimés est de l'ordre 4%.
- La convergence désirée est atteinte après une cinquantaine d'itérations.

III.9 Optimisation par les essaims de particules

Nous avons assisté ces dernières années à une croissance très rapide des travaux utilisant les PSO dans les systèmes électriques. Cela est dû à la simplicité de leurs mécanismes, la facilité de leur mise en application et leur efficacité même pour des problèmes complexes. L'optimisation par essaim de particules (PSO) est une technique d'optimisation Stochastique, elle a été développée par Dr. Kennedy et Dr. Eberhart en 1995 **[Ken-95]**. L'origine de cette méthode est inspirée du comportement social des animaux **[Cra-87]**, **[Hep-90]**.

En effet, tout comme ces animaux se déplacent en groupe pour trouver la source de nourriture et d'éviter les prédateurs, les algorithmes à essaim de particules recherchent des solutions pour un problème d'optimisation. Les individus dans l'algorithme sont appelés « particules » et la population est appelée « essaim ». Dans cet algorithme une particule décide de son prochain mouvement en fonction de sa propre expérience, qui est dans ce cas la mémoire de la meilleure position qu'elle a rencontrée, et en fonction de son meilleur compagnon (voisin).

Les nouvelles vitesses et direction de la particule seront définies en fonction de trois tendances :

- La propension à suivre son propre chemin et sa vitesse propre (égoïste)
- La tendance à revenir vers la meilleure position atteinte (conservateur)
- La tendance d'aller vers son meilleur voisin (panurgien)

On constate alors que la bio-inspiration à l'origine de l'optimisation par essaim de particule, une intelligence collective, coordination du groupe, et interaction locale entre les individus. Pour appliquer cette méthode, il faut définir un espace de recherche constitué de particules et une fonction objectif à optimiser. Le principe de l'algorithme est de déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver l'optimum global. Chaque particule possède les caractéristiques suivantes :

- Sa position, c'est-à-dire ses coordonnées dans l'espace de recherche.
- Sa vitesse qui permet de se déplacer.
- Son voisinage, qui représente l'ensemble de solution.

Pour chaque itération, la particule doit connaitre sa meilleure position visitée, et la position du meilleur voisin.

L'algorithme PSO est initialisé par une population de solutions potentielles aléatoires, interprétées comme des particules qui se déplacent dans l'espace de recherche. Chaque particule est attirée vers sa meilleure position du passé ainsi que vers la meilleure position découverte par les particules de son voisinage. L'exploration est la capacité de tester différentes régions de l'espace à la recherche de bonnes solutions candidates. L'exploitation est la capacité de concentrer la recherche autour des solutions prometteuses afin de s'approcher le plus possible de l'optimum. Le choix des paramètres reste en grande partie empirique, une analyse approfondie de l'algorithme a été faite par **[Cle-02]**, **[Ouy-17]**, **[Tsa-17]**.

III.10 Algorithme général

Dans la méthode PSO chaque particule dans la population est caractérisée par trois vecteurs (x_i, V_i, P_i) qui représentent ; la position temporelle, la vitesse et la meilleur position. Chaque particule stock sa meilleur position appelée meilleur personnel P_{best} qui donne la meilleure fitness dans la mémoire, ils peuvent également consulter la meilleur position de leur voisin, le meilleur du voisin est la meilleure position parmi les meilleurs personnels de la population entière (c'est la meilleure position de tous les essaims que l'on appelle aussi le meilleur global P_{gbest}) **[Cle-02]**. L'initialisation de l'algorithme est faite aléatoirement, puis à chaque itération les particules se déplacent dans un espace de recherche en prenant en compte la meilleure Position (P_{best}) et aussi la meilleure position de son voisinage (P_{gbest}).
L'expression de la nouvelle vitesse est donnée par l'équation suivante :

$$V_i(k+1) = WV_i(k) + C_1 rand\left(Pbest_i(k) - X_i(k)\right) + C_2 rand\left(gbest(k) - X_i(k)\right) \quad \text{III.7}$$

L'expression de la nouvelle position de la particule est déterminée comme suivant ;

$$X_i(k+1) = X_i(k) + V_i(k+1) \quad \text{III.8}$$

Avec :

$X_i(k)$: La position de l'individu dans l'espace de recherche

$V_i(k)$: La vitesse de l'individu à l'itération k

$V_i\ (k+1)$: La vitesse de l'individu à l'itération k + 1

$Pbest_i(k)$: La position du meilleur individu a l'itération k

$gbest(k)$: La position du meilleur globale du groupe à l'itération k

C_1, C_2 : Coefficients d'accélérations

$rand$: Nombre aléatoire entre [0, 1]

La position de la Particule est modifiée à partir de la position courante et de la nouvelle vitesse calculée. L'expérience montre qu'une bonne exploration du domaine de recherche est obtenue en introduisant les nombres aléatoires dans l'expression de la vitesse, en général avec une répartition uniforme entre la marge [0 1], ainsi l'introduction des coefficients d'accélération. Des recherches ont été faites en précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres **[Ebe-00]**, **[Zhe-03]**, **[Tre-03]**.

III.11 Caractéristiques

III.11.1 Nombre de particules

Il n'existe pas de règle exacte pour déterminer le nombre de particule, faire de nombreux essais permet de se doter de l'expérience nécessaire pour saisir ce paramètre. Le nombre de particule dépend essentiellement de deux paramètres :

- La taille de l'espace de recherche
- Le rapport entre les capacités de calcul de la machine et le temps maximum d'exécution.

III.11.2 Facteur d'inertie

Le facteur d'inertie *w* introduit par Eberhart **[Ebe-00]** permet de définir la capacité d'exploration de chaque particule en vue d'améliorer la converge de la méthode. Une grande valeur de W (> 1) signifie une grande amplitude de mouvement et donc une exploration globale. Par ailleurs, une faible valeur de W (< 1) est synonyme de faible amplitude de mouvement et donc une exploration locale. Fixer ce facteur, revient donc à trouver un compromis entre l'exploration locale et l'exploration globale. De ce fait, il peut être envisagé de commencer le processus avec une valeur élevée de w puis la diminuer au fil des itérations, en vue d'affiner la recherche au fur et à mesure jusqu'à la convergence **[Cle-02]**, **[Ebe-01]**.

L'expression de W peut être choisie comme suit :

$$w = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{iter_{max}} \times iter \qquad \text{(III.09)}$$

III.11.3 Facteur de constriction

Pour éviter le déplacement rapide des particules dans l'espace de recherche, il peut être nécessaire de fixer une vitesse maximale pour améliorer la convergence de l'algorithme. Cependant, un coefficient de constriction C_f introduit par Clerc **[Cle-02]** permet le contrôle des caractéristiques dynamiques des essaims de particules. Des recherches ont montré que si un coefficient C_f est placé dans l'expression de la vitesse, la convergence de l'algorithme est améliorée. Une recherche détaillée de ce facteur a été faite dans ce sens **[Tre-03]**.

La nouvelle expression de la vitesse est donnée par l'expression suivante ;

$$V_i(k+1) = C_f\left(V_i(k) + C_1 rand\left(pbest_i(k) - X_i(k)\right) + C_2 rand\left(gbest(k) - X_i(k)\right)\right) \qquad \text{III.10}$$

Avec l'expression de coefficient de constriction est donnée par :

$$C_f = \frac{2}{|2-\varphi-\sqrt{\varphi^2-4\varphi}|} \quad \text{avec} \quad \varphi = c1 + c2,\ \varphi > 4 \qquad \text{III.11}$$

III.12 Algorithme unidimensionnel déterministe

Une autre simplification consiste à considérer la version déterministe de l'algorithme, ce qui revient à remplacer les nombres aléatoires par leurs valeurs moyennes **[Tre-03]**. Avec ces simplifications, l'équation de la vitesse et la position sont données par les équations suivantes ;

$$V_i(k+1) = WV_i(k) + C\left(P - X_i(k)\right) \qquad \text{(III .12)}$$

Et

$$X_i(k+1) = a.X_i(k) + b.V_i(k+1) \qquad \text{(III .13)}$$

- Le nouveau coefficient d'attraction C est la moyenne des coefficients propre C_1 et C_2.
- Le nouveau point d'attraction P est la moyenne de P_{best} et P_{gbest}.

III.13 Algorithme avec coefficients constant (a = 1 et b = 1)

Il a été démontré que les coefficients *a* et *b* des équations (III .12), (III .13) peuvent être fixés à une valeur égale à 1, sans perte de généralité **[Cle-02]**, puis, en choisissant convenablement *w* et *c*. Les séquences des vitesses sont bien sûr différentes, mais cela ne change rien au problème d'optimisation, et qui ne fait intervenir que les positions successives.

III.14 Mouvement d'une particule dans l'espace de recherche

Une fois la meilleure informatrice est détectée, la modification de la vitesse est une simple combinaison linéaire de trois tendances comme suit :

- La tendance à continuer selon la vitesse actuelle.
- La tendance de revenir vers la meilleure position déjà trouvée.
- La tendance d'aller vers la meilleure informatrice.

Grâce à une modification aléatoire limitée par des coefficients de confiance, l'espace de recherche sera exploité de façon meilleure. La figure III.14 représente un schéma de principe résumant le mouvement d'une particule dans l'espace de recherche. Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de la vitesse et la position des particules. De nombreuses recherches ont été effectuées pour améliorer la convergence de PSO **[Tre-03]**, **[Cle-02]**, **[Ebe-01]**, **[Zhe-03]**, **[Ouy-17]**, **[Tsa-17]**.

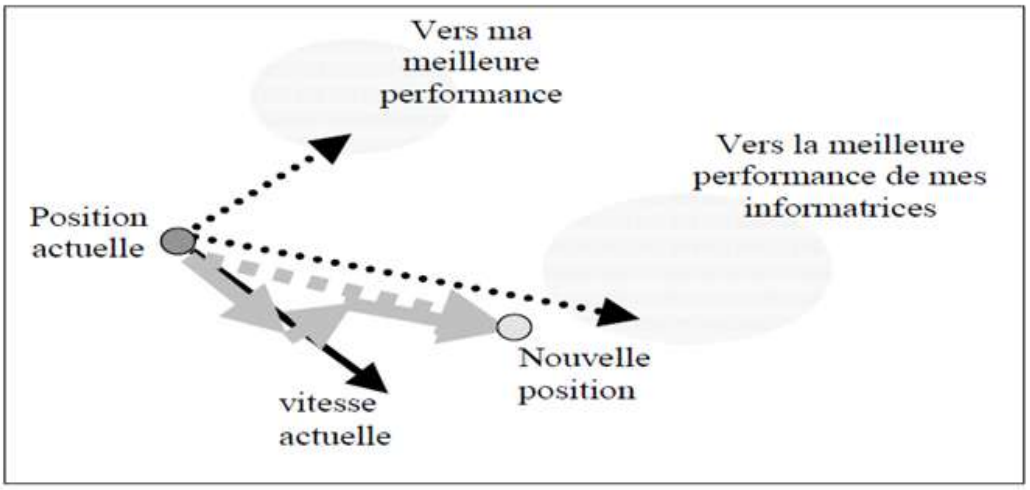


Figure III.14 Mouvement d'une particule dans l'espace de recherche

III.15 Le voisinage

Le voisinage constitue la structure du réseau social, les particules à l'intérieur d'un voisinage peuvent communiquer entre-elles **[Ken-99]**. Ci-dessous les différentes topologies de voisinage ;

- Topologie en étoile (Figure III.15 (a)) : chaque particule est reliée à toutes les autres, c'est-à-dire que l'optimum du voisinage est l'optimum global.
- Topologie en anneau (Figure III.15 (b)) : chaque particule communique avec *n* voisines (en général n=3). Chaque particule tend à se déplacer vers la meilleure dans son voisinage local.
- Topologie en rayon (Figure III.15 (c)) : une particule "centrale" est connectée à toutes les autres (les particules ne communiquent qu'avec une seule particule centrale).

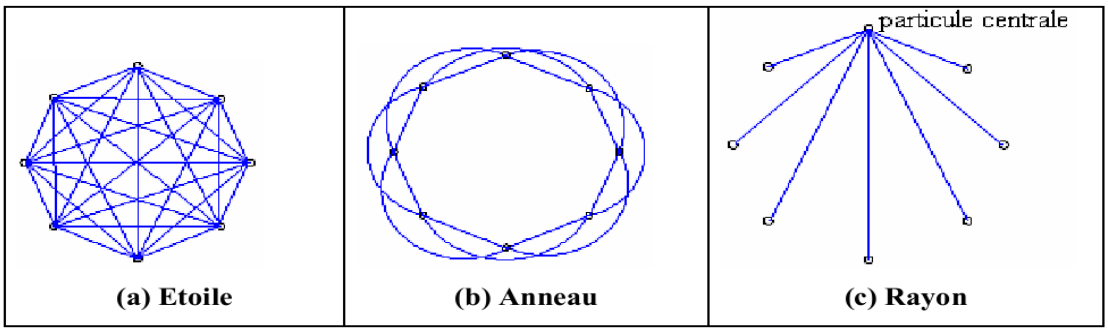


Figure III.15 Topologies de voisinage

III.16 Critères d'arrêt

Parmi les avantages de l'algorithme PSO est qu'il nécessite moins de paramètres de régulation par rapport aux autres algorithmes d'optimisation, de plus, la convergence est rapide même pour les problèmes d'optimisation complexes. Il est fortement conseillé de doter l'algorithme d'une porte de sortie en définissant un nombre maximum d'itération ou si la fonction fitness est suffisante pour garantir une convergence vers une solution optimale globale.

III.17 Les étapes de la méthode PSO

Les étapes de la méthode sont comme suit :

- **1ére étape** : Initialisation des paramètres de l'algorithme.
- **2éme étape** : La création de la population initiale aléatoirement et l'évaluation de la fitness de chaque particule (P_{best}, P_{gbest})
- **3éme étape** : Le calcul de la nouvelle vitesse et la nouvelle position de chaque particule par l'utilisation des formules appropriées.
- **4éme étape** : Le calcul du meilleur fitness de la population initiale et la comparer avec la précédente pour trouver la meilleure de toute les populations
- **5éme étape** : incrémentation du nombre d'itération k = k+1.
- **6éme étape** : Si un critère d'arrêt est satisfait alors passer à la 7éme étape autrement, aller à la 3^{éme} étape.
- **7éme étape** : La position enregistrée dans P_{gbest} est la solution optimale.

III.18 Application de la méthode PSO pour l'identification des paramètres de l'enroulement du transformateur [Cha16-1]

Il y a eu des contributions originales dans le développement de la version standard de la méthode PSO. Le choix des paramètres joue un rôle crucial dans la convergence de l'algorithme, de nombreuses recherches ont été effectuées pour améliorer la convergence de la méthode PSO tel que l'élaboration de facteur d'inertie, le facteur de constriction et le facteur d'accélération.

Dans ce contexte, nous allons exploiter la méthode de PSO pour identifier les paramètres du modèle de l'enroulement du transformateur à haute fréquence. L'organigramme de la méthode proposée est représenté par la Figure III.16

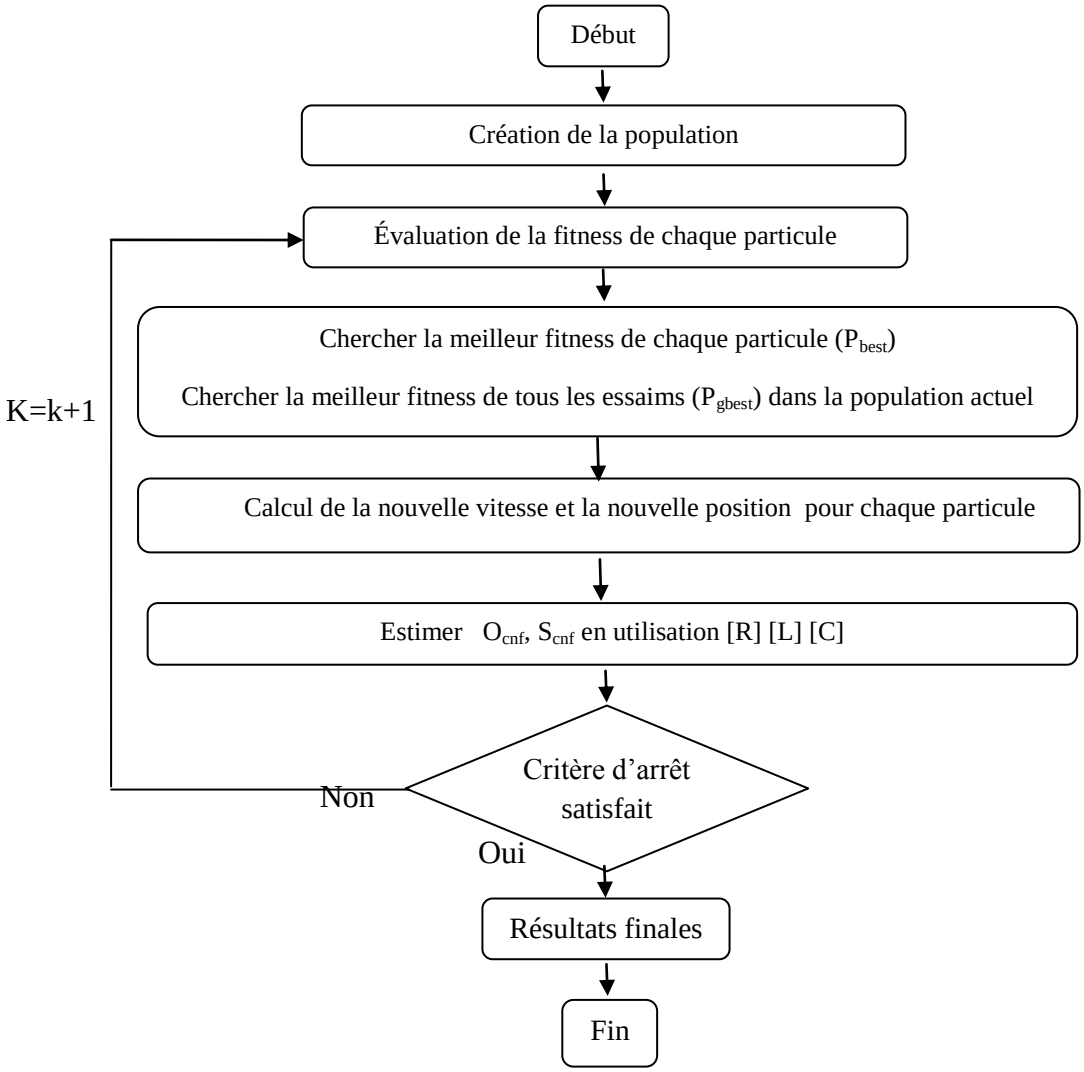


Figure III.16 Organigramme de la méthode PSO

- La création aléatoire de l'essaim initial : cet essaim est un ensemble de particules qui déplacent dans l'espace de recherche. Chaque particule est placée sur la position initiale en fonction de la valeur de la fonction fitness. La fonction de fitness qui correspond à la population «A» est donnée par l'équation III.02 et celle qui correspond à la population «B» est donnée par l'équation III.03.

La comparaison entre les particules se fait comme suit :

-Comparer l'évaluation de la fitness avec la particule Pbest:

$$F(P_i) \geq Pbest_i \rightarrow \begin{cases} Pbest_i = F(P_i) \\ Xpbest_i = X_i(k) \end{cases} \quad \text{(III.14)}$$

- Comparer l'évaluation de la fitness avec la particule gbest:

$$F(P_i) \geq gbest_i \rightarrow \begin{cases} gbest_i = F(P_i) \\ Xgbest_i = X_i(k) \end{cases} \quad \text{(III.15)}$$

-La vitesse et la position des particules sont actualisées selon l'équation III.07et III.08

- Les matrices R, L et C peuvent être construite une fois que tous les paramètres du modèle de l'enroulement sont identifiés. En conséquence, les fréquences naturelles peuvent être estimées.

- La taille de la population est en nombre de 15 pour tous les cas d'étude, lorsque les conditions de convergence sont satisfaites, l'algorithme dans ces conditions est arrêté.

III.18.1 Identification des paramètres du premier enroulement étudié

L'algorithme interprété par l'organigramme (Figure III.16) est testé pour l'identification des paramètres de l'enroulement dont les caractéristiques électriques et géométriques sont données dans le paragraphe II.6.1.

Après exécution de, les paramètres du circuit équivalent de l'enroulement sont estimés en appliquant l'algorithme PSO. Le tableau suivant récapitule les résultats finaux.

L_s(H)	m_1(H)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α	C_{eq} (nF)
0.298	0.244	0.125	0.0128	5	6.25	0.074

Tableau II.7 Paramètres estimés

Le tableau II.8 illustre le nombre d'itération effectué jusqu'à atteindre la convergence souhaitée des paramètres estimés par l'algorithme PSO.

Iteration	Ls (H)	m1 (H)	Leq (H)	Ceq (nF)
1	0.45	0.316	1.532	0.1582
10	0.378	0.25	1.256	1.1582
15	0.35	0.25	1.20	0.1123
20	0.34	0.25	1.182	0.07437
25	0.299	0.246	1.09	0.07437
30	0.298	0.244	1.084	0.07400
40	0.298	0.244	1.084	0.0740
50	0.298	0.244	1.084	0.0740
100	0.298	0.244	1.084	0.0740

Tableau III.8 convergence des paramètres

Les figures III.17 et III.18 illustrent la convergence de la capacité équivalente et de l'inductance équivalente en fonction du nombre d'itération de l'algorithme.

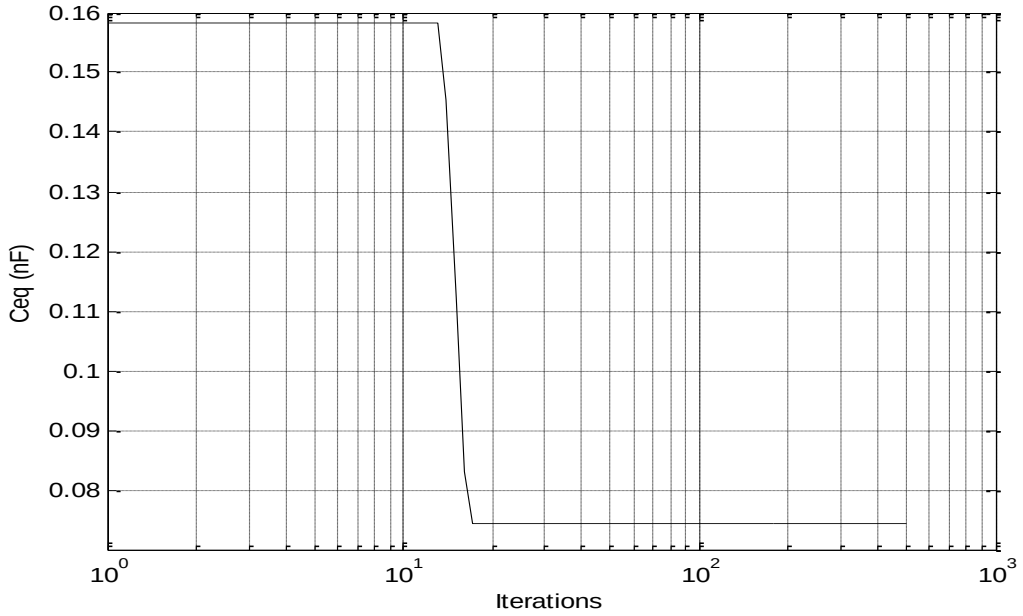


Figure III.17 Allure de la convergence de la capacité équivalente estimée

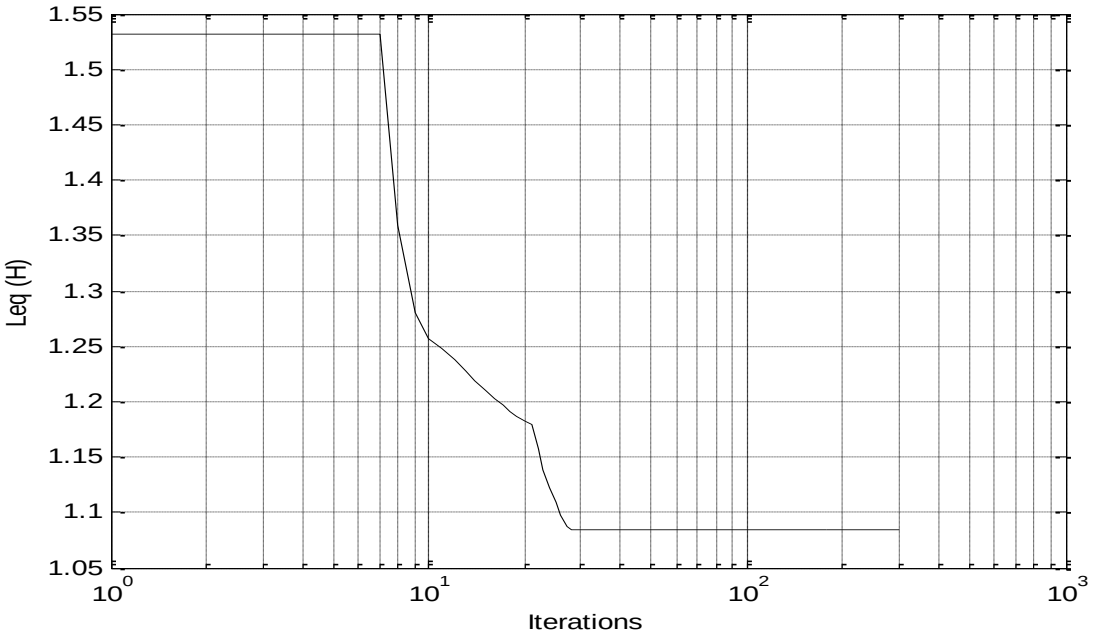


Figure III.18 Allure de la convergence de l'inductance équivalente estimée

La figure III.19 représente le circuit synthétisé dont les paramètres sont estimés en appliquant l'algorithme d'identification (PSO).

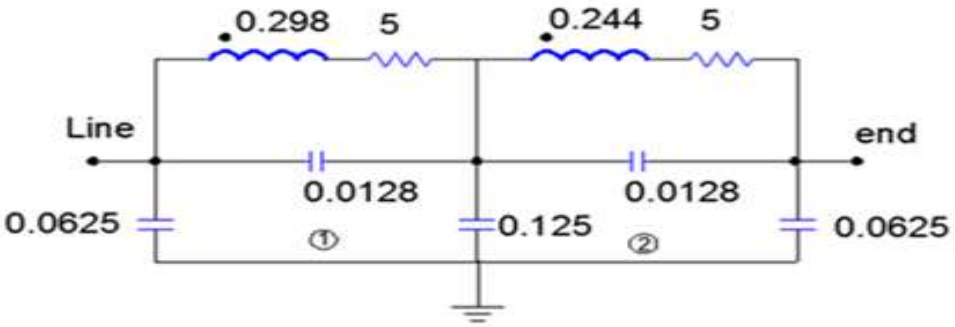


Figure III.19 Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement

Le tableau III.9 illustre l'inductance équivalente, les fréquences mesurées et estimées, ainsi que l'écart enregistré entre ces deux grandeurs. À partir de ces résultats, nous confirmons l'efficacité de l'algorithme PSO dans ce cas d'étude.

Le cas	**Valeurs mesurées**		**Valeurs estimées utilisant PSO méthode**		**érreur %**
Premier cas	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
	77.5	15	78.886	15.206	1.9%
	--	94	--	92.257	
	Leq=1.07H		Leq=1.0840 H		1.3%

Tableau III.9 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

La figure III.20 présente une comparaison entre les allures de l'impédance en fonction de la fréquence mesurée et estimée.

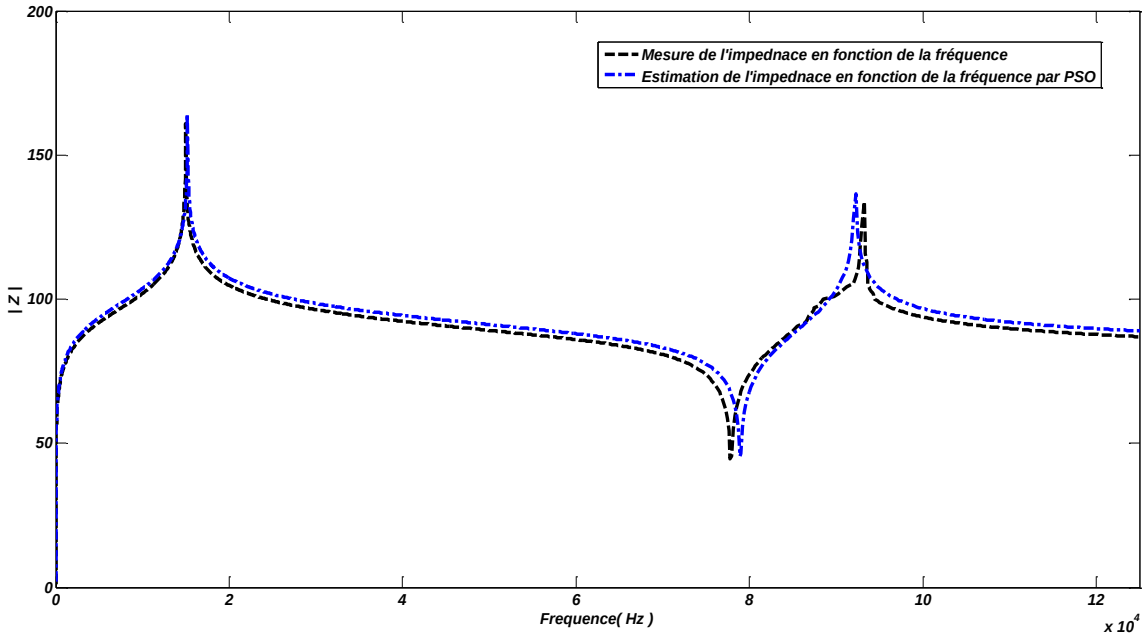


Figure.III.20 comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

Les résultats obtenus pour l'estimation des paramètres en utilisant l'algorithme PSO, ont permis de constater que l'écart entre les valeurs mesurés et estimés est de l'ordre 2%, la convergence désirée est atteinte après une trentaine d'itérations.

III.18.2 Identification des paramètres du deuxième enroulement étudié

L'algorithme interprété par l'organigramme (Figure III.16) est testé pour l'identification des paramètres de l'enroulement (les caractéristiques sont données dans le paragraphe II.6.2).

L'estimation des paramètres du circuit équivalent de l'enroulement est effectuée en appliquant l'Algorithme PSO proposé. Les paramètres estimés sont récapitulés dans le tableau suivant.

L_s(mH)	m_1(mH)	m_2(mH)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α	C_{eq} (nF)
0.181	0.158	0.155	1.6	0.97	0.083	3.85	1.4798

Tableau II.10 Paramètres estimés

Le nombre d'itération effectué jusqu'à atteindre la convergence souhaitée des paramètres estimés est donné dans le tableau II.11

iteration	**Ls (mH)**	**m1 (mH)**	**m2 (mH)**	**Leq (mH)**	**Ceq (nF)**
1	0.38	0.285	0.19	2,666	3.217
10	0.38	0.285	0.19	2,655	3.217
15	0.34	0.223	0.19	2.292	1.493
20	0.22	0.17	0.16	1.666	1.490
25	0.181	0.158	0.155	1.49	1.4829
30	0.181	0.158	0.155	1.49	1.4829
40	0.181	0.158	0.155	1.49	1.4798
50	0.181	0.158	0.155	1.485	1.4798
100	0.181	0.158	0.155	1.485	1.4798

Tableau III.11 Convergence des paramètres

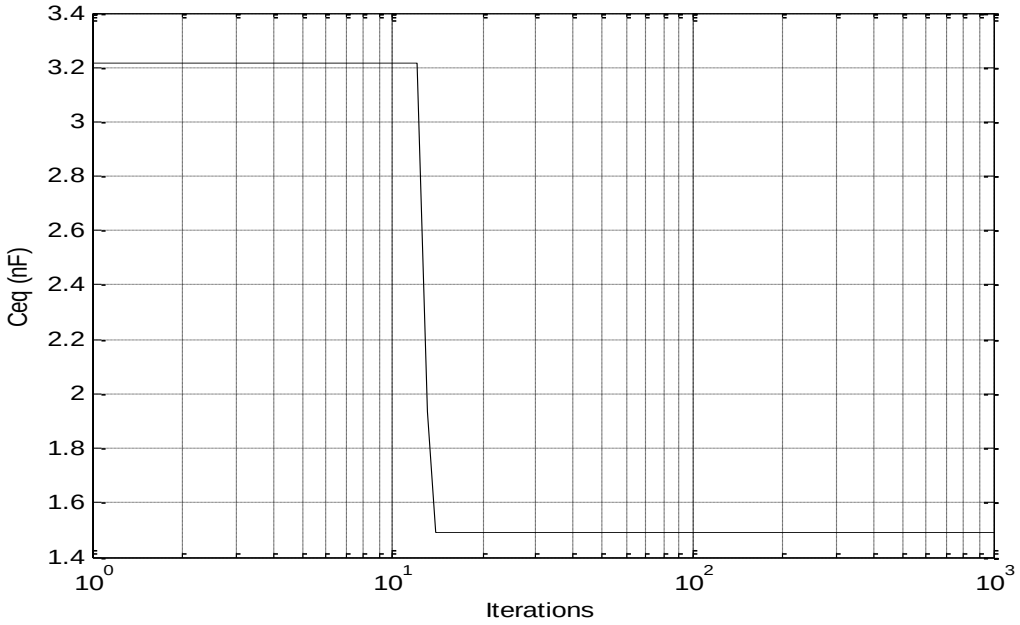


Figure III.21 Allure de la convergence de la capacité équivalente estimée

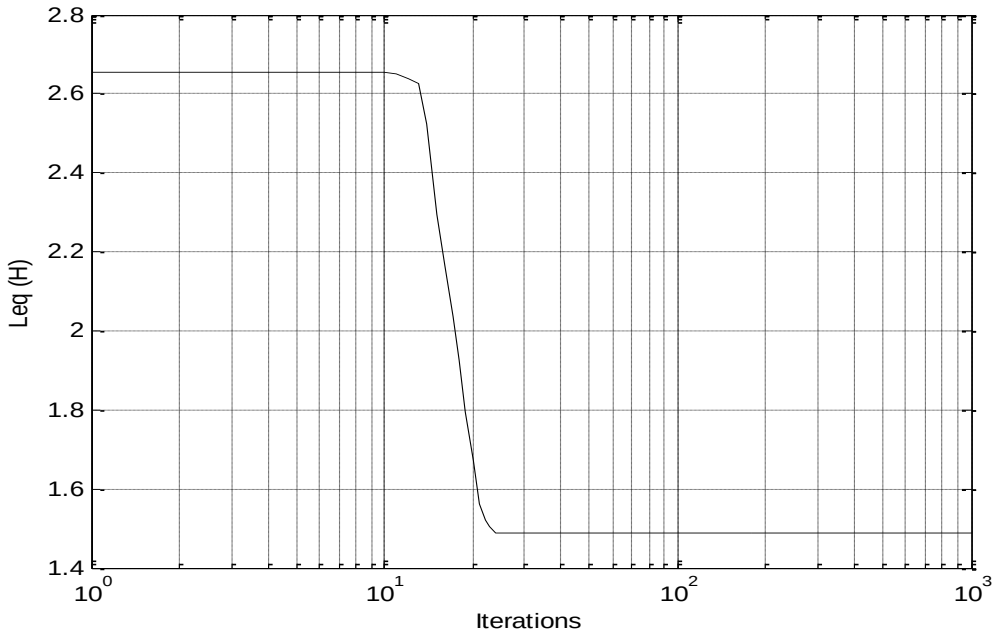


Figure III.22 Allure de la convergence de l'inductance équivalente estimée

Le tableau III.12 illustre l'inductance équivalente, les fréquences mesurées et estimées, ainsi que l'écart enregistré entre ces deux grandeurs. À partir de ces résultats, nous confirmons l'efficacité de l'algorithme PSO dans ce cas d'étude.

Le cas	**Valeurs mesurées**		**Valeurs estimées utilisant PSO méthode**		**Erreur %**
	Scnf (kHz)	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
Le deuxième cas	614.6	91.5	615.5	92	<0.55%
	872.2	706.10	874.9	708.4	
	-	886	-	889.2	
	Leq=1.5mH		Leq= 1.4850 mH		1%

Tableau III.12 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

La figure III.23 représente le circuit synthétisé dont les paramètres sont estimés en appliquant l'algorithme d'identification (PSO)

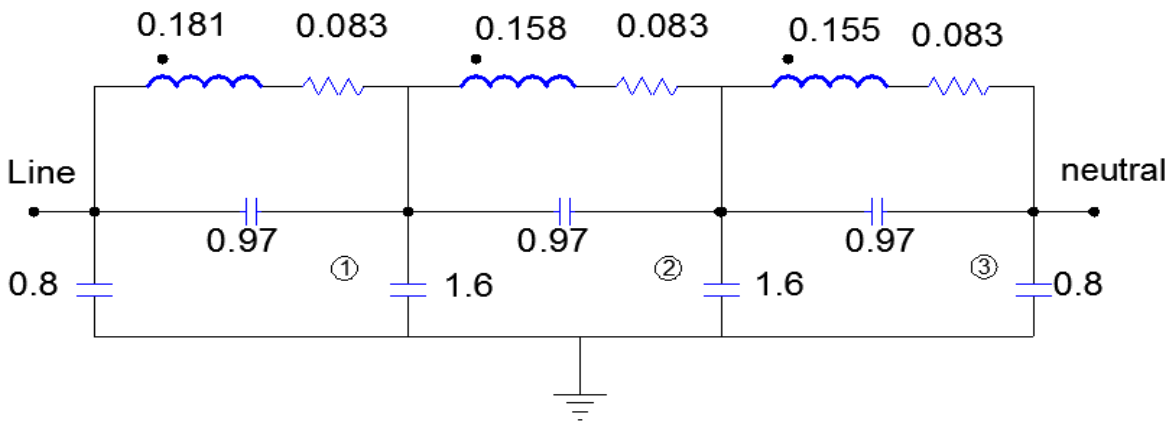


Figure III.23 Circuit équivalent synthétisé du modèle d'enroulement

La comparaison entre les allures de l'impédance en fonction de la fréquence mesurée et estimée est représentée dans la figure III. 24

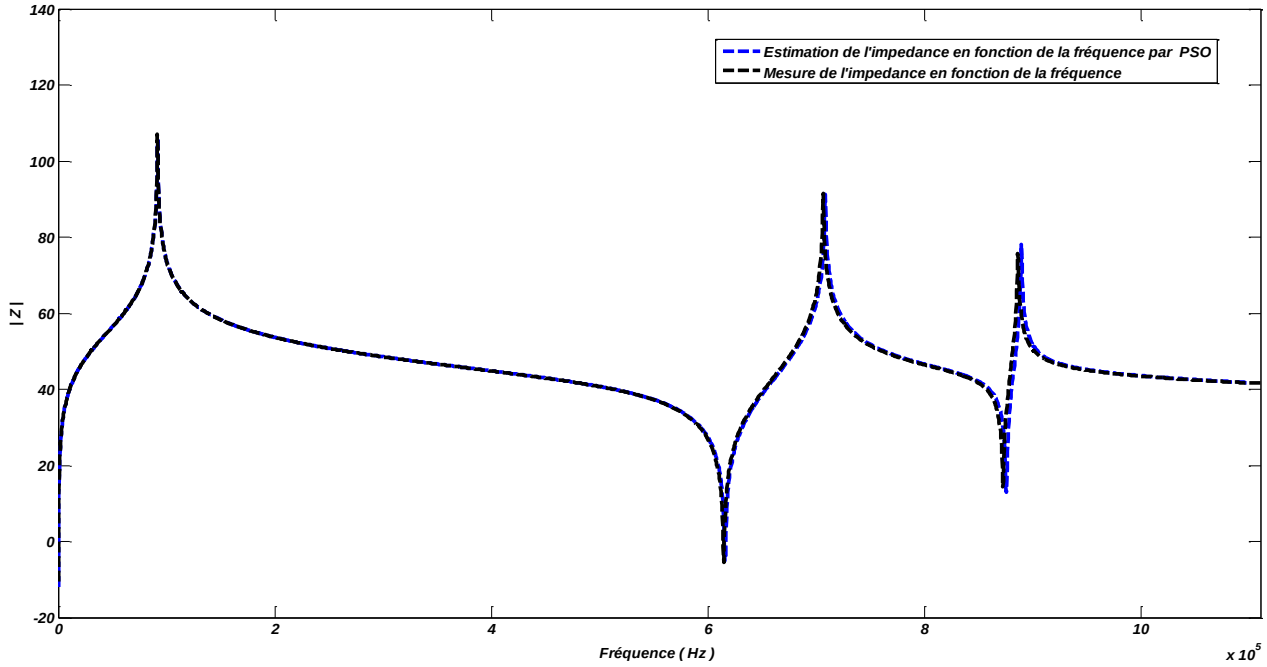


Figure. III.24 comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

Les résultats obtenus par l'application de l'algorithme PSO montrent que l'écart entre les valeurs mesurés et estimés est de l'ordre 1% et la convergence désirée est atteinte après une trentaine d'itérations.

III.19 Étude comparative entre l'Optimisation par Essaim de Particules, la Fonction de transfert et les Algorithmes Génétiques

Afin d'évaluer l'efficacité des trois méthodes à savoir '' PSO, FT et AG'', une étude comparative entre elle, s'avère nécessaire.

Le tableau III.13 est récapitulatif des résultats obtenus sur les deux enroulements tests en utilisant les trois méthodes évoquées dans cette étude.

On remarque que malgré ces trois méthodes donnent des résultats avec des écarts acceptables entre les valeurs mesurées et estimées, (l'erreur engendrée entre la mesure et l'estimation ne dépasse pas 4%). En outre, la méthode PSO se trouve plus rapide par rapport aux deux méthodes utilisées, du fait que le nombre d'itération pour atteindre la convergence n'excède pas les trentaines dans PSO et une cinquantaine pour AG.

Les cas	***Valeurs Mesurées***		***Valeurs Estimées par la méthode PSO***		***Valeurs Estimées par la méthode FT***		***Valeurs Estimées par la méthode AG***		***Erreur (1)***	***Erreur (2)***	***Erreur (3)***
	Scnf (kHz)	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**%**		
1er cas	77.5	15	78.886	15.206	79. 27	15.15	15.18	80.05	1.9	2.3	3.29
	--	94	--	92.257	--	92.42	--	93.84			
	Leq=1.07H		**Leq=1.0840 H**		**Leq=1.0894 H**		**Leq=1.098 H**		1.3	1.81	2.61
2éme cas	614.6	91.5	615.5	92	596.2	93.9	94.7	590.2	<0.55	< 3	<3.94
	872.2	706.10	874.9	708.4	874	716.8	721.7	889.6			
	-	886	-	889.2	-	899.4	-	920.5			
	Leq=1.5mH		**Leq= 1.4850 mH**		**Leq= 1.5180 mH**		**Leq= 1.5194 mH**		1	1.2	1.29

Tableau III.13 fréquences mesurées et estimées par les trois méthodes PSO, AG et FT

III.20 Constat

Le bon choix des paramètres joue un rôle très important dans la convergence, de l'algorithme. Avec la méthode de la Fonction de Transfert, les valeurs initiales ont été obtenues en se basant sur des calculs analytiques, cette façon de faire semble lourde. Par contre, les méthodes AG et PSO reposent sur l'initialisation aléatoire, ce qui a simplifié beaucoup plus la façon de traitement des données. On peut observer à partir des figures et tableaux que les paramètres identifiés par les trois méthodes sont très proches les des autres. En terme général, on peut dire que les approches proposées dans cette étude peuvent être utilisées pour l'interprétation expérimentale des résultats FRA, l'analyse et le diagnostic des défauts dans les enroulements du transformateur.

Les figures III.25 et III.26 représentent, une comparaison entre les allures mesurées et estimées de l'impédance en fonction de la fréquence du premier et du deuxième enroulement.

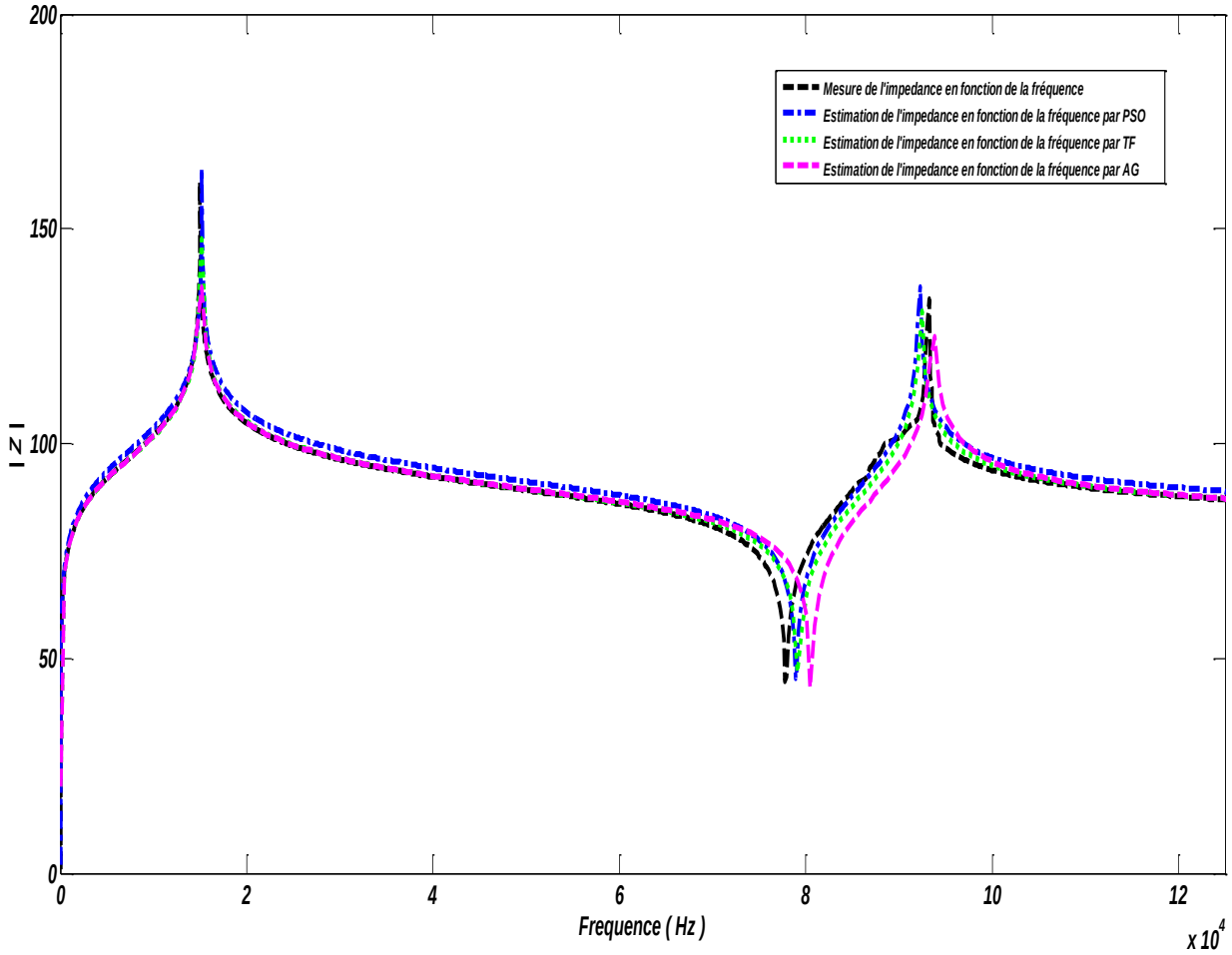


Figure. III.25 comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence par PSO, AG et FT (premier cas)

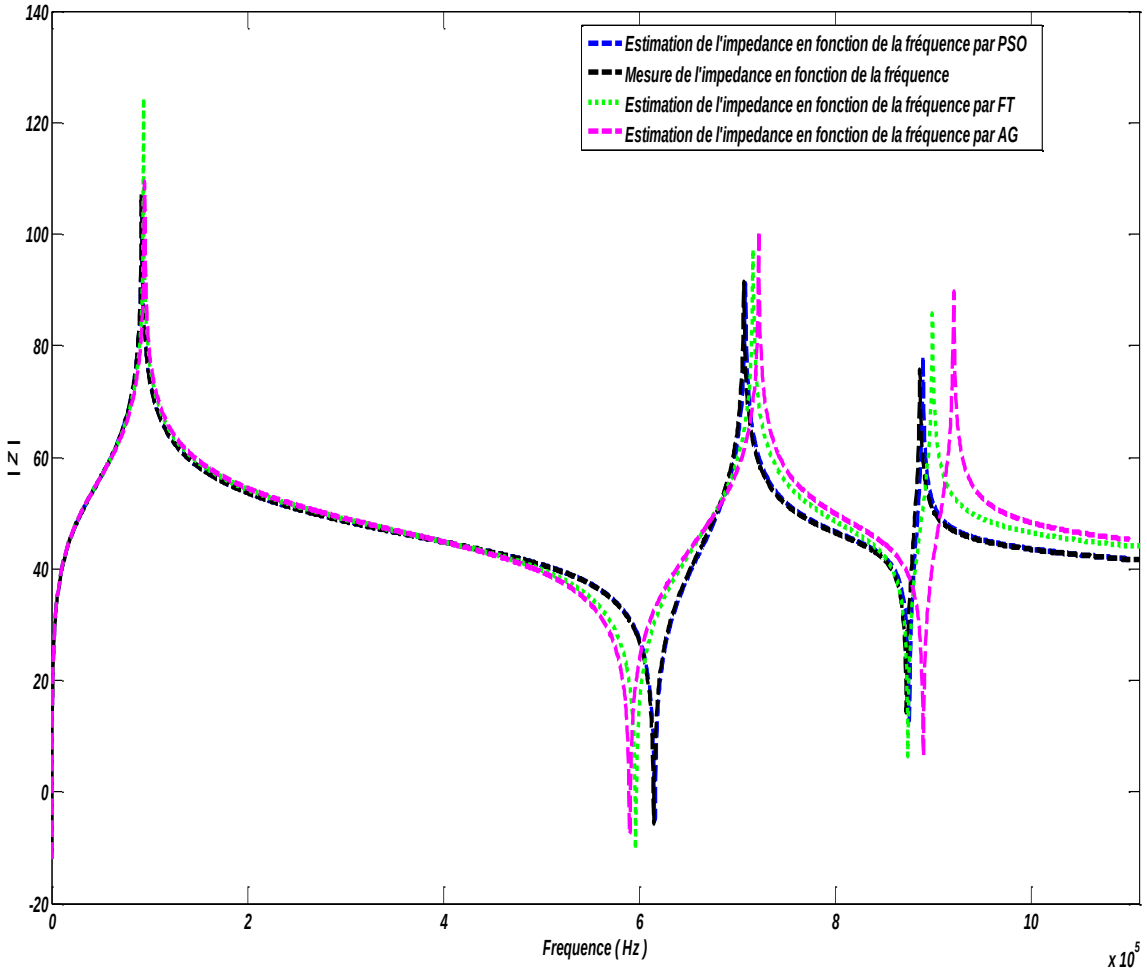


Figure. III.26 comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence par PSO, AG et FT (deuxième cas)

Conclusion

Les résultats retrouvés démontrent bien que les méthodes TF, AG et PSO sont avantageuses, non seulement pour l'identification des paramètres des modèles des transformateurs à haute fréquence, mais aussi pour réduire la complexité du modèle. Une comparaison des résultats expérimentaux et estimés par les méthodes TF, GA et PSO a été faite, ce qui nous permet de constater ce qui suit ;

La FT est une méthode basée sur des calculs lourds et complexes. La méthode AG est intrinsèquement basée sur des variables binaires et en appliquant des opérateurs (Reproduction, croisement et mutation) pour atteindre une convergence, cette mise en œuvre est aussi complexe. Par ailleurs, dans la méthode PSO aucun opérateur n'est requis, ce qui simplifie mieux l'utilisation de cette méthode.

Les tentatives ont été faites dans ce travail montrent que FT converge plus lentement que AG et PSO, en outre, l'efficacité de la FT diminue au fur et à mesure que le nombre de paramètre à optimiser augmente.

Compte tenu de la simplicité dans la mise en œuvre de la méthode PSO, nous allons exploiter cette approche pour la détection et la localisation des défauts dans le chapitre qui suit.

Chapitre IV
Détection et localisation des défauts dans les enroulements du transformateur

Introduction

L'apparition des surtensions et les forces de court-circuit dans un système électrique est inévitable, c'est l'une des principales causes de défaillance d'un transformateur de puissance. En fonction de sa gravité, ces événements peuvent entraîner une déformation/ déplacement de l'enroulement, qui peuvent être à l'origine des avaries dangereuses des équipements. De tels dommages initiaux peuvent également se produire en raison d'une manipulation non qualifiée et / ou durant le transport au site d'installation. Le système de diagnostic, qui est principalement appliqué à l'arrêt du transformateur, contribue à la détection des défauts et au jugement de la durée de vie résiduelle. En outre, les systèmes de diagnostic sont actuellement plus appliqués, en particulier pour les dispositifs stratégiques et importants ou lorsqu' on soupçonne un mauvais fonctionnement qui pourrait conduire à des pertes financières considérables.

Il est évident que lorsqu'un défaut apparaît dans l'enroulement, sa réponse en fréquence change automatiquement **[Rag-07]**, **[Sah-09]**, **[Abu-13]**. La technique FRA nous permet d'avoir un aperçu sur l'état de l'enroulement. Cependant, l'analyse et l'interprétation des résultats FRA est considéré comme un défi.

Dans les chapitres précédents, nous avons appliqué trois méthodes différentes pour l'identification des paramètres du modèle de l'enroulement du transformateur en haute fréquence, ce modèle qui est très répondu dans le domaine de diagnostic des transformateurs de puissance en utilisant la technique FRA. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que la méthode PSO offre plus d'avantages, pour cette raison nous proposons cette méthode pour la détection et la localisation des défauts dans les enroulements du transformateur.

Plusieurs cas sont considérés et des mesures expérimentales sont effectuées dans le but de détecter et de localiser les défauts introduites dans l'enroulement test.

IV. 1 La synthèse du circuit équivalent de l'enroulement du transformateur de puissance

Une fois que le circuit de référence est estimé, la phase suivante consiste à introduire des défauts sur différents endroits de l'enroulement, pour chaque défaut, un processus itératif est appliqué pour la synthèse des nouveaux circuits. Il est évident qu'après chaque défaut, les valeurs des matrices d'inductance [L], de résistance [R] et de capacité [C] varient par rapport à l'état initial.

Cela signifie que les paramètres du nouveau modèle équivalent au défaut introduit seront différents par rapport au modèle équivalent de l'enroulement sain, sachant que la topologie du circuit est invariable. La comparaison entre les paramètres du schéma équivalent du bobinage défectueux et le schéma équivalent du bobinage sain, permet de détecter et de localiser le défaut.

IV.2 Diagnostic des défauts dans les enroulements du transformateur

Différents défauts de court-circuit ont été introduits le long du bobinage réel (l'enroulement est déjà représenté dans II.6.2), dont les paramètres du schéma équivalent relatif à chacun des défauts introduits sont identifiés par l'algorithme PSO.

IV.2.1 Défauts de court-circuit sur l'enroulement [Cha16-2]

Le court-circuit des spires est le défaut le plus nuisible et fréquemment rencontré au bobinage du transformateur, même si les risques d'ouverture de phase (conducteur coupé) demeurent physiquement possibles, le court-circuit est le défaut le plus répondu et le plus dangereux pour une bobine d'un transformateur.

La présence d'un tel défaut dans l'enroulement du transformateur de puissance provoque une variation de sa réponse en fréquence, et par voie de conséquence une variation dans les éléments du circuit équivalent.

IV.2.1.1 Court-circuit à l'entrée de l'enroulement

Dans ce cas, un court-circuit d'un disque a été réalisé à l'entrée de l'enroulement (Une description du schéma synoptique est illustré dans l'annexe B). La mesure de la résistance équivalente et de l'inductance équivalente de l'enroulement a donné 0,18 Ω et 1,40 mH respectivement. Nous avons constaté que ces valeurs sont plus faibles que celle obtenus dans l'enroulement sain.

Un test FRA est réalisé à l'enroulement défectueux, afin de synthétiser son schéma équivalent en utilisant la méthode PSO. Le tableau suivant résume les valeurs des paramètres estimés du schéma équivalent de l'enroulement présentant un court-circuit d'un disque à l'entrée.

L_s(mH)	m_1(mH)	m_2(mH)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α
0.173	0.151	0.1473	1.6	0.90	0.06	4

Tableau IV.1 Paramètres estimés

La matrice de l'inductance de l'enroulement défectueux est donnée ci-dessous ;

$$L_{est} = \begin{bmatrix} 0.173 & 0.151 & 0.1473 \\ 0.151 & 0.173 & 0.151 \\ 0.1473 & 0.151 & 0.173 \end{bmatrix}$$

La comparaison entre les valeurs de l'inductance équivalente, les fréquences mesurées et estimées sont illustrées dans le tableau IV.2.

Valeurs mesurées		**Valeurs estimées utilisant la méthode PSO**		**Erreur %**
Scnf (kHz)	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
620.1	94.3	624.2	94	< 1.3
921.4	713.9	925.1	723.1	
-	932.4	-	940.2	
Leq=1.40mH		Leq= 1.4173 mH		1.23

Tableau IV.2 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

À partir des résultats trouvés, il est clair que l'écart entre les valeurs mesurées et estimées sont inférieurs à 2%, la convergence de la méthode PSO dans ce cas d'étude est confirmée.

Une comparaison entre la mesure et l'estimation de l'allure de l'impédance en fonction de la fréquence est représentée dans la figure IV.1.

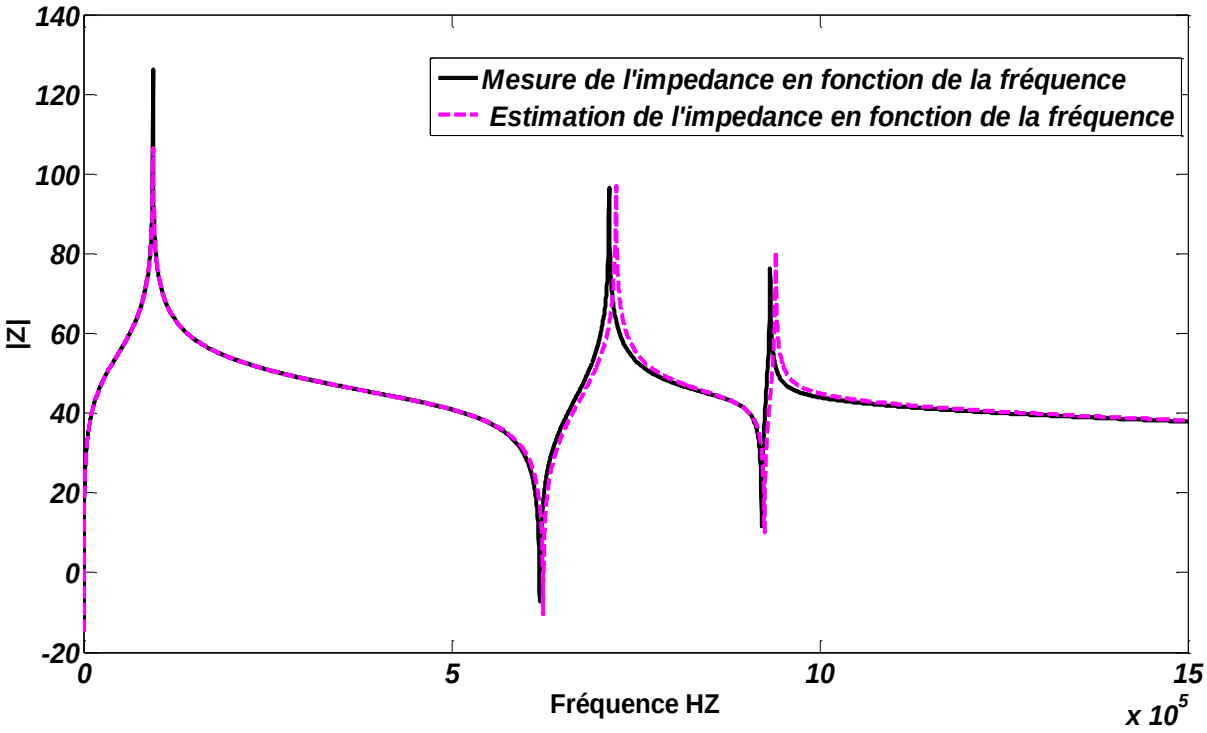


Figure IV.1 Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

IV.2.1.2 Court-circuit dans le milieu de l'enroulement

Dans ce cas, la position du court-circuit est déplacée de l'extrémité haut de l'enroulement vers le milieu (Une description du schéma synoptique est illustré dans l'annexe B). L'observation principale est que l'inductance et la résistance équivalente sont diminuées, la mesure a donné 1,4090 mH et 0.16 Ω respectivement.

Les paramètres du modèle de l'enroulement sont estimés, le tableau suivant affiche les résultats finaux.

L_s(mH)	m_1(mH)	m_2(mH)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α
0.173	0.149	0.147	1.6	0.70	0.053	4.53

Tableau IV.3 Paramètres estimés

La matrice de l'inductance de l'enroulement défectueux est donnée ci-dessous ;

$$L_{est} = \begin{bmatrix} 0.173 & 0.149 & 0.147 \\ 0.149 & 0.173 & 0.149 \\ 0.147 & 0.149 & 0.173 \end{bmatrix}$$

La comparaison entre l'inductance équivalente, les fréquences mesurées et estimées sont données par le tableau IV.4.

Valeurs mesurées		**Valeurs estimées utilisant la méthode PSO**		**Erreur %**
Scnf (kHz)	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
650.9	94.5	650	96.3	< 2
938.4	762.2	938	768.2	
-	957.7	-	960	
Leq=1.39 mH		Leq= 1.4090 mH		1.36

Tableau IV.4 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

Une comparaison entre la mesure et l'estimation de l'allure de l'impédance en fonction de la fréquence est représentée par la figure IV. 2.

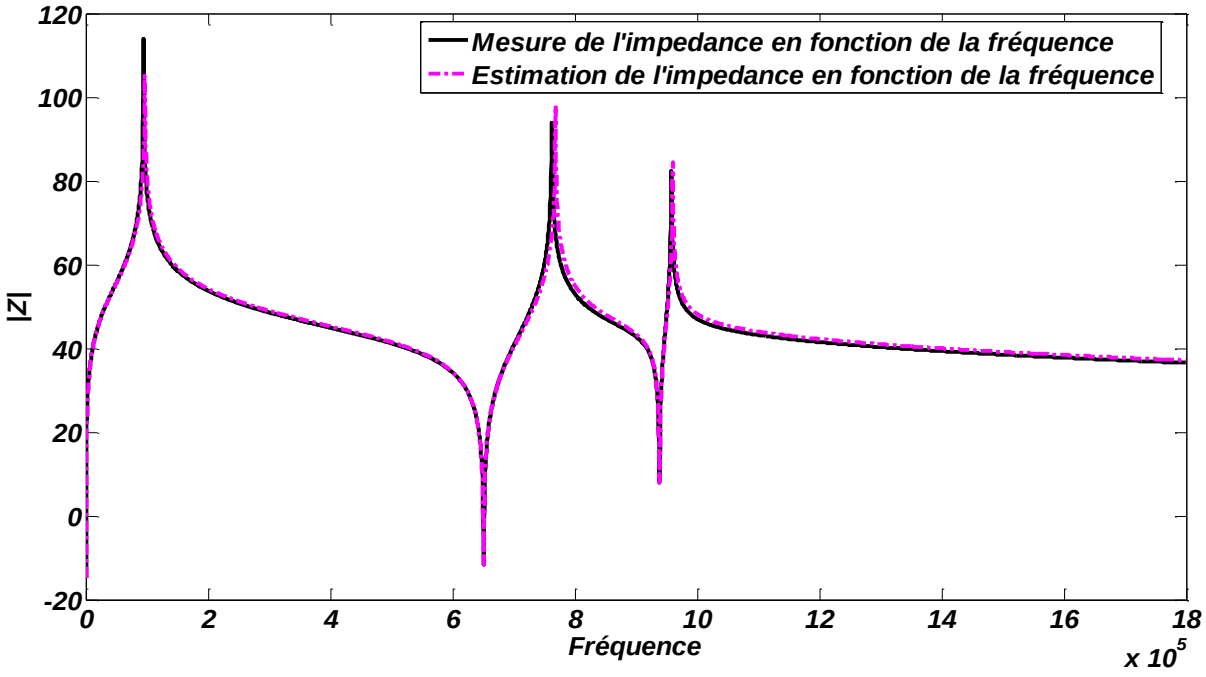


Figure IV.2 Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

IV.2.1.3 Court-circuit dans l'extrémité de l'enroulement

Ensuite, le court-circuit est déplacé vers l'extrémité base de l'enroulement (Une description du schéma synoptique est illustré dans l'annexe B), les mesures et l'estimation ont été relevées. Tous les autres aspects sont identiques à savoir une diminution de la résistance et de l'inductance équivalentes, les principaux résultats sont donnés par le tableau suivant :

L_s(mH)	m_1(mH)	m_2(mH)	Cg (nF)	Cs (nF)	r (Ω)	α
0.17	0.142	0.13	1.6	0.25	0.053	7.58

Tableau IV.5 Paramètres estimés

La matrice de l'inductance de l'enroulement défectueux est donnée ci-dessous ;

$$L_{est} = \begin{bmatrix} 0.17 & 0.142 & 0.13 \\ 0.142 & 0.17 & 0.142 \\ 0.13 & 0.142 & 0.17 \end{bmatrix}$$

Le tableau IV. 6 présente l'inductance équivalente, les fréquences mesurées et estimées, ainsi que l'écart enregistré entre ces deux grandeurs. La comparaison entre les différents paramètres est donnée par le tableau IV.6. À partir de ces résultats, nous confirmons l'efficacité de l'algorithme PSO dans ce cas d'étude.

Valeurs mesurées		**Valeurs estimées utilisant la méthode PSO**		**Erreur %**
Scnf (kHz)	**Ocnf (kHz)**	**Scnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	
585.1	104	584	102.6	< 1.35
1162	752.6	1158	747.5	
-	1211.1	-	1208	
Leq=1.36 mH		Leq= 1. 3380 mH		1.61

Tableau IV.6 Valeurs estimées et mesurées des fréquences et inductance

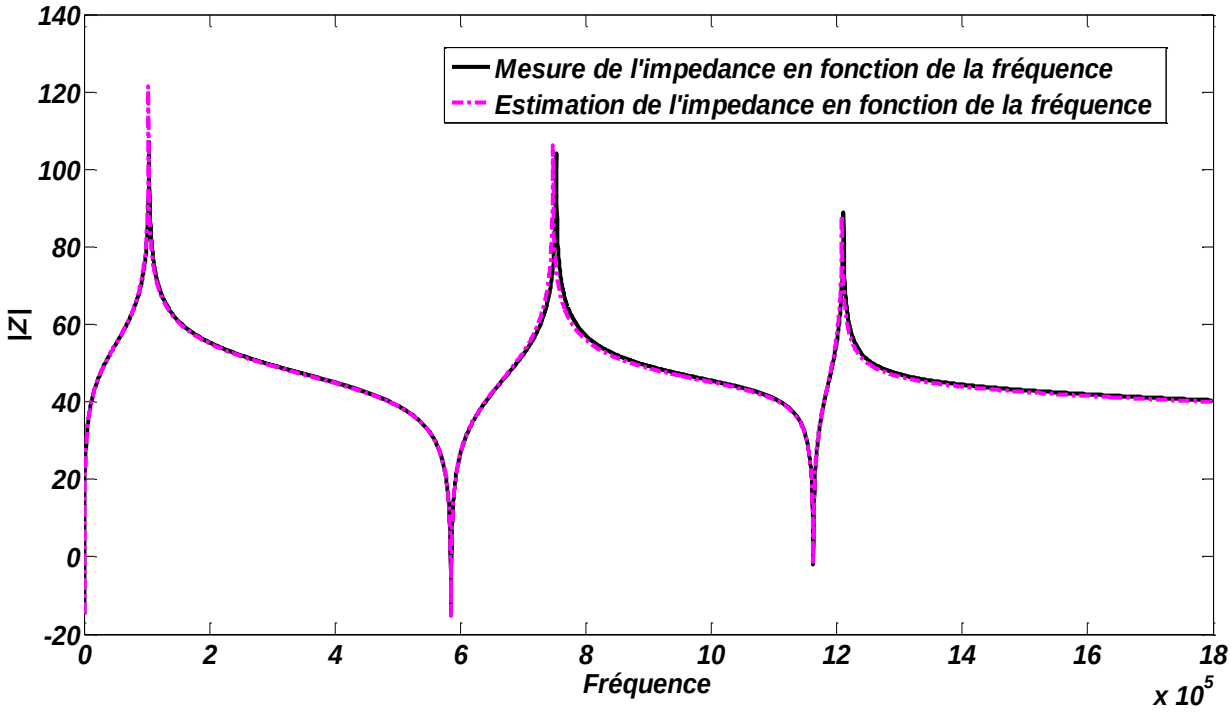


Figure IV.3 Comparaison entre la mesure et l'estimation de l'impédance en fonction de la fréquence

IV.2.1.4 Comparaison de la réponse en fréquence entre un enroulement sain et défectueux

Le tableau IV.7, illustre les valeurs des fréquences de coupure ainsi le pourcentage de décalage de chaque pic de fréquence par rapport à l'état sain.

État sain	**Court-circuit 1er disk**	**Court-circuit 3eme disk**	**Court-circuit 5eme disk**	**Taux de % de défaut**		
				Court-circuit 1er disk	**Court-circuit 3eme disk**	**Court-circuit 5eme disk**
Ocnf (kHz)	**Ocnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**	**Ocnf (kHz)**
91.5	94	96.3	102.6	2.73	12.1	12.13
706.10	723.1	768.2	747.5	2.4	8.79	5.86
886	940.2	960	1208	6.11	8.35	36.43
Taux de % de défaut = $\frac{\text{état sain} - \text{état défectueux}}{\text{état sain}} \times 100$						

Tableau IV.7 comparaison de la fréquence de coupure d'un enroulement sain et défectueux

La figure IV.4 représente une comparaison entre les réponses de tous les défauts de court-circuit et la réponse de l'enroulement à l'état sain. Nous avons constaté une diminution de l'inductance et de la résistance équivalentes de l'enroulement avec le déplacement du point de court-circuit de l'entrée vers la sortie de l'enroulement, ce qui explique le décalage vers la droite des fréquences de coupure des réponses fréquentielles de l'enroulement en défaut par rapport à la réponse de l'enroulement sain, la figure IV. 4 illustre les différents cas.

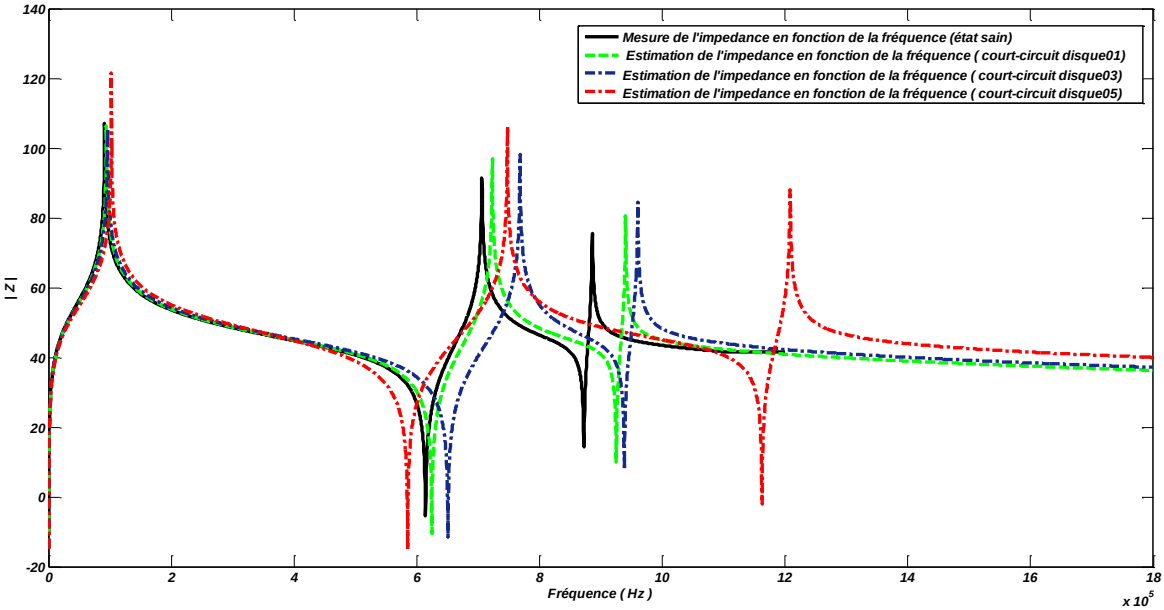


Figure IV.4 Comparaison de l'impédance en fonction de la fréquence de l'enroulement à l'état sain et défectueux

IV.2.1.5 Localisation des défauts de court-circuit par la méthode PSO

Pour l'interprétation des défauts, nous avons introduit la matrice de différence normalisée (DN), de la façon suivante :

$$[DN] = \frac{[L_{estimée}]-[L_{reference}]}{L_{max}} \times 100 \qquad \text{(IV.1)}$$

Où :

-$L_{reference}$: est la matrice de référence (la matrice dont l'enroulement étant sain).

- L_{max} : est l'élément diagonal de la matrice l'inductance de référence.

- $L_{estimée}$: est la matrice estimée pour chaque cas de défaut.

La matrice de différence normalisée permet d'avoir une bonne localisation de le défaut le long de l'enroulement et ceci par l'intermédiaire du pourcentage du changement de chacun des éléments calculés de la matrice relative au défaut introduit par rapport aux éléments de la matrice relative à l'enroulement sain. La figure IV.5 représente un rapprochement entre le circuit synthétisé et l'enroulement réel.

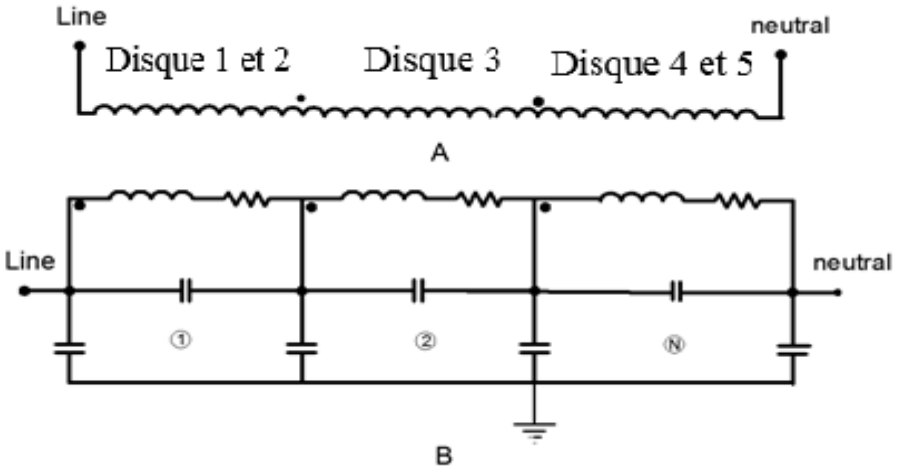


Figure IV. 5. Correspondance entre le circuit synthétisé et l'enroulement réel
A. L'enroulement du transformateur
B. Le circuit synthétisé

- Défaut à l'entrée de l'enroulement

Dans ce cas-là, un défaut de court-circuit à l'entrée de l'enroulement, la matrice de différence normalisée est donnée par :

$$DN = \begin{bmatrix} 4.41 & 3.86 & 4.25 \\ 3.86 & 4.41 & 3.86 \\ 4.25 & 3.86 & 4.41 \end{bmatrix}$$

On remarque bien que le pourcentage du changement maximal correspond au premier élément de la matrice ND, donc la première cellule dans le circuit synthétisé (figure IV.5), ce qui signifie que de défaut est survenu au niveau de l'entrée de l'enroulement.

- Défaut au milieu de l'enroulement

Dans ce cas-là, le défaut de court-circuit est déplacé au milieu de l'enroulement, la matrice de différence normalisée est donnée par :

$$DN = \begin{bmatrix} 4.41 & 4.97 & 4.41 \\ 4.97 & 4.41 & 4.97 \\ 4.41 & 4.97 & 4.41 \end{bmatrix}$$

On remarque bien que le pourcentage du changement maximal correspond au deuxième élément de la matrice ND, donc la deuxième cellule dans le circuit synthétisé (figure IV.5), ce qui signifie que de défaut est survenu au niveau du milieu de l'enroulement.

- Défaut à l'extrémité de l'enroulement

Dans ce cas-là, le défaut de court-circuit est déplacé vers l'extrémité de l'enroulement, la matrice de différence normalisée est donnée par :

$$DN = \begin{bmatrix} 6.07 & 8.83 & 13.83 \\ 8.83 & 6.07 & 8.83 \\ 13.83 & 8.83 & 6.07 \end{bmatrix}$$

On remarque bien que le pourcentage du changement maximal correspond au troisième élément de la matrice ND, donc la troisième cellule dans le circuit synthétisé (figure IV.5), ce qui signifie que de défaut est survenu au niveau de l'extrémité de l'enroulement.

IV.3 Constat

D'après l'investigation menée, nous constatons ce qui suit :

- La réponse fréquentielle d'un enroulement du transformateur sain est différente à celle d'un transformateur défectueux.
- Les changements dans l'allure de la réponse fréquentielle d'un transformateur, tel que le déplacement, l'apparition ou disparition des pics de résonances indiquent que le transformateur est en défaut.
- L'optimisation par Essaims de Particules est une approche efficace pour la détection et la localisation des défauts dans un enroulement du transformateur.
- Différents cas des défauts ont été examinés à l'aide des mesures expérimentales appropriées, ce qui nous a permis de confirmer l'efficacité de la méthode PSO.
- La variation paramétrique de l'enroulement est traduite par une variation de la matrice de différence normalisée (ND).
- La matrice de différence normalisée est un indicateur tangible qui peut être un outil pour le diagnostic des défaux dans les enroulements du transformateur.

IV.4 Diagnostic des transformateurs à basse fréquence

La surveillance et le diagnostic des transformateurs sont des outils efficaces pour aider les opérateurs à gérer leurs actifs et à prendre des décisions concernant la poursuite de l'exploitation, de l'entretien ou du remplacement. Le diagnostic consiste à trouver une relation explicite entre le changement de certaines propriétés électriques/ mécaniques et une certaine grandeur disponible et mesurable.

Les tests FRA sont effectués en appliquant une tension faible d'amplitude à des fréquences de balayage, sur une borne de transformateur et en mesurant la réponse en fréquence à la sortie de l'enroulement. Bien que cette méthode est devenue de plus en plus simple depuis le développement d'un équipement d'essai FRA spécifique, cependant, l'interprétation des résultats et l'analyse des défauts nécessite un personnel qualifié. Étant donné que le transformateur fonctionne généralement à la fréquence industrielle, une méthode de diagnostic en plein régime de fonctionnement serait très intéressante. Dans ce contexte, nous proposons une méthode de diagnostic à la fréquence 50 Hz pour différent régime de fonctionnement du transformateur. Cette méthode repose sur la surveillance du courant primaire en fonction de la chute de tension au secondaire du transformateur.

IV.4.1 Présentation de la technique de diagnostic à la fréquence de fonctionnement

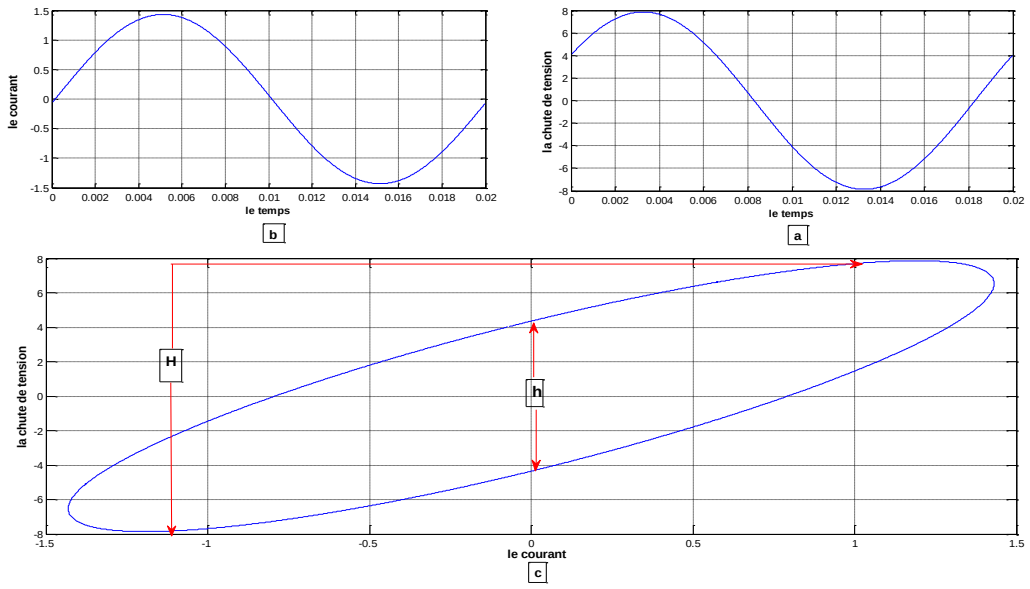


Figure IV.6 illustration graphique de l'approche

a- Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b- Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c- Chute de tension en fonction du courant

La relation entre le courant d'entrée et la chute de tension est une ellipse. L'examen de la courbe obtenue permet de définir l'angle '∝ ' (angle de l'inclinaison de l'ellipse) tel que définie la fonction :

$$\sin \propto = h/H \qquad \text{(IV.2)}$$

Avec :

'H', 'h' sont les auteurs de l'axe extérieur et inferieur respectivement.

L'exploitation de cette méthode pour la surveillance du transformateur en plein régime d'exploitation se fera par l'intermédiaire de l'angle '∝ ' de l'inclinaison de l'ellipse en fonction du régime du transformateur.

IV.4.2 Mise en équation

En utilisant le circuit équivalent du transformateur en régime 50Hz (Figure IV.7) et son diagramme (Figure IV.8), les paramètres courant-tension et leurs angles peuvent être calculés.

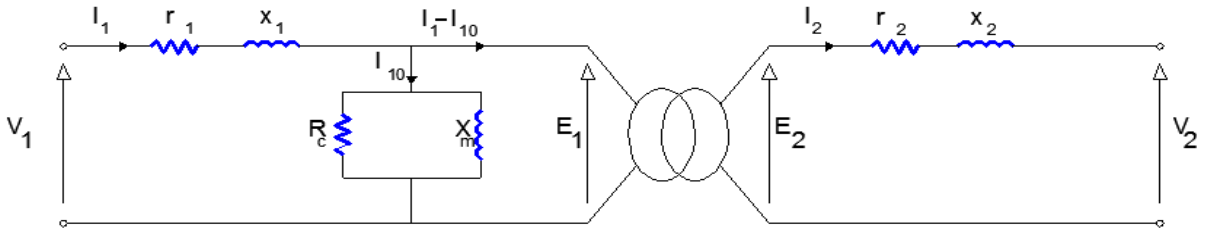


Figure IV.7 circuit équivalent du transformateur

Avec :

L_m : Inductance de magnétisation du circuit magnétique (H).

R_m : Résistance qui représente les pertes fer dans le circuit magnétique (Ω).

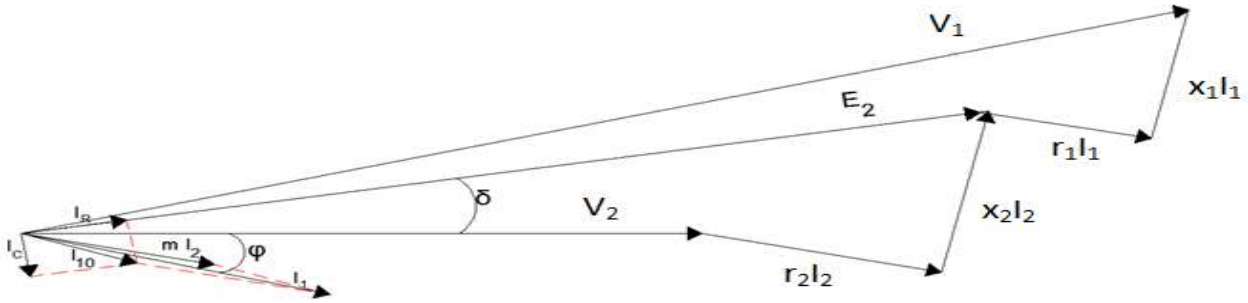


Figure IV.8 diagramme vectorielle de l'approche

Les équations des tensions du circuit équivalent donné par la figure IV.7 sont données comme suit :

$$V_1 = r_1 I_1 + jx_1 I_1 + E_1 \quad \text{(IV.3)}$$

Avec $mE_1 = E_2, \quad I_1 = mI_2$

$$E_2 = r_2 I_2 + jx_2 I_2 + V_2 \quad \text{(IV.4)}$$

Les tensions et les courants sont des grandeurs complexes.

On multiplie l'équation (IV.3) par le rapport de transformation 'm' on obtient ;

$$mV_1 = mr_1 I_1 + jxm_1 I_1 + mE_1 \quad \text{(IV.5)}$$

$$mV_1 = mr_1 mI_2 + jxm_1 mI_2 + E_2 \quad \text{(IV.6)}$$

On remplace équation IV.4 dans l'équation IV.5

$$mV_1 = mr_1 mI_2 + jm\, x_1 mI_2 + r_2 I_2 + jx_2 I_2 + V_2 \quad \text{(IV.7)}$$

$$mV_1 = (m^2 r_1 + r_2) I_2 + j(m^2 x_1 + x_2) I_2 + V_2 \quad \text{(IV.8)}$$

$$E_2 = R_2 I_2 + jX_2 I_2 + V_2 \quad \text{(IV.9)}$$

Finalement le circuit équivalent du transformateur ramené au secondaire est le suivant :

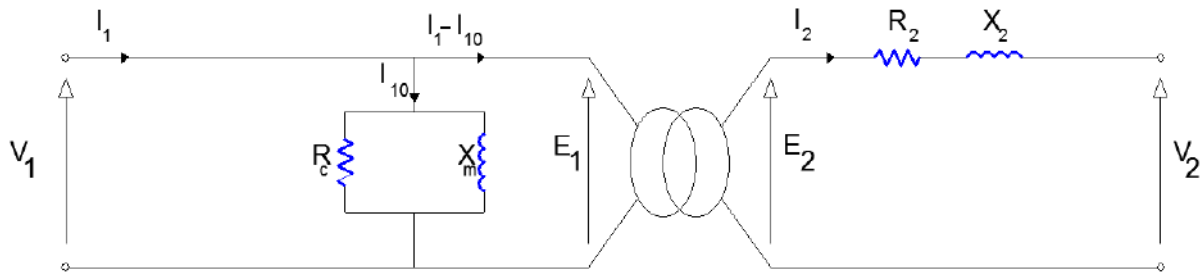


Figure IV.9 circuit équivalent du transformateur ramené au secondaire

Le schéma ainsi obtenu, permet de déterminer le courant primaire et la chute de tension au secondaire du transformateur (équation IV.13). Les paramètres du schéma équivalent du transformateur ramené au secondaire (figure IV. 9) sont déterminés à partir des essais à faible puissance à vide et en court-circuit, comme il est illustré dans les tableaux IV. 8 et 9.

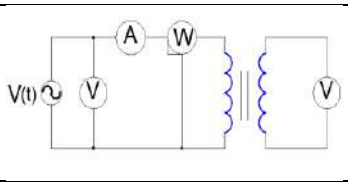
Montage	
Tension d'entrée	V_{10}
Tension de sortie	V_{20}
Courant au primaire	I_{10}
Rapport de transformation	$m= V_{20}/ V_{10}$

Tableau IV.8 essai à vide

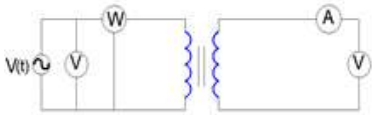
Montage	
Tension d'entrée	V_{1cc}
Tension de sortie	V_{2cc}
Courant de court-circuit au secondaire	I_{2cc}
Puissance active en court-circuit	P_{1cc} mesurée
Résistance équivalente	$R_{eq}= P_{1cc}/I_{1cc}.I_{1cc}$
Réactance équivalente	$x_{eq} = \sqrt{\frac{m^2 {v_{1cc}}^2 - (R_2 I_{2cc})^2}{{I_{2cc}}^2}}$

Tableau IV.9 essai en court-circuit

Les expressions instantanées des tensions et courant dans le transformateur, peuvent être données comme suit :

$$E_2\ (t) = V_{20}\ (t) = V_{20m}\ \sin(wt) \qquad \text{(IV.10)}$$

$$V_2\ (t) = V_{2m}\ \sin(wt + \delta) \qquad \text{(IV.11)}$$

$$X = i_1\ (t) = I_{1m}\ \sin(wt - \varphi) \qquad \text{(IV.12)}$$

$$Y = \Delta V = \ V_{20}\ (t)\ - V_2\ (t) \qquad \text{(IV.13)}$$

L'équation IV.13 représente la chute de tension au secondaire du transformateur. Le déphasage entre E_2 et V_2 est d'un l'angle δ, et celui entre I_1 $et\, V_2$ et d'un angle φ. L'approche consiste à représenter graphiquement les grandeurs instantanées de la chute de tension ΔV (V_{20} - V_2) et de courant i_1 au primaire du transformateur.

IV.4.3 Application de la méthode proposée sur un transformateur monophasé

La méthode proposée est testée sur un transformateur monophasé dont les paramètres sont les suivants :

Puissance de 300 VA, tension d'entrée et de sortie est de 230/115 V, fréquence de 50 Hz.

Les paramètres du circuit équivalents, référés au côté secondaire sont les suivants :

$R_{eq} = 1.84\ \Omega$; $X_{eq} = 1.1\ \Omega$; $X_m = 2.88\ K\Omega$; $R_c = 4.60\ K\Omega$; m = 0.53 .

Afin de surveiller le comportement du transformateur, nous allons considérer plusieurs cas de fonctionnement à savoir ;

- Fonctionnement à courant (I_1) variable avec un facteur de puissance (cos $\varphi 2$) secondaire constant.
- Fonctionnement à courant (I_1) constant avec un facteur de puissance (cos $\varphi 2$) secondaire variable.

Avec : $\varphi 2$ est l'angle de déphasage entre le courant et la tension au secondaire du transformateur.

IV.4. 4 Fonctionnement à (cos $\varphi 2$) constant et I_1 variable

Cet essai est réalisé sur une charge résistive variable (cos $\varphi 2$ est constant), en procède à la variation du courant primaire en fonction de la charge, d'une valeur minimale jusqu'à une valeur maximale.

Les angles ' φ' et 'δ' sont déterminés graphiquement en utilisant le diagramme vectorielle. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau IV.10.

Le cas	V_{10}	V_{20}	**Le courant au primaire du transformateur**	V_2	**δ (rd)**	φ **(rd)**	ΔV	**H**	**h**	$\propto$ **(rd)**
1er cas	230	120.35	I_1=0.485A	118.57	0.0087	0.122	1.78	5.8	2.3	0.4
2eme cas	230	120.35	I_1= 0.71A	117.73	0.0129	0.086	2.62	8.56	3.64	0.43
3eme cas	230	120.35	I_1=1.3A	115.53	0.0237	0.0483	4.82	15.7	7	0.46
4eme cas	230	120.35	I_1=1.63A	114.3	0.0296	0.0385	6.05	19.66	8.92	0.47

Tableau IV.10 paramètres estimés

La relation entre la chute de tension au transformateur et le courant primaire est donnée par l'équation IV.13. Les figures IV.10, 11, 12 et 13 illustrent les différents cas considérés. Comme on le constate, la tension en charge au secondaire du transformateur diminue à chaque fois où le courant au secondaire du transformateur augmente, ce qui engendre une augmentation de la chute de tension.

La figure IV.14 illustre les différents cas considérés. Comme on le constate, la chute de tension au secondaire du transformateur à voisine les 5% dans le cas d'un courant primaire dépassant la valeur nominale.

Pour tous les cas considérés, l'aire de l'ellipse augmente avec l'augmentation du courant de la charge, ce qui explique l'augmentation de la chute de tension secondaire.

Une variation légère de l'angle $\propto$ correspondant à chacun des cas considérés, qui ne dépasse pas 0.08rd par rapport à l'ellipse correspondant à la charge nominale.

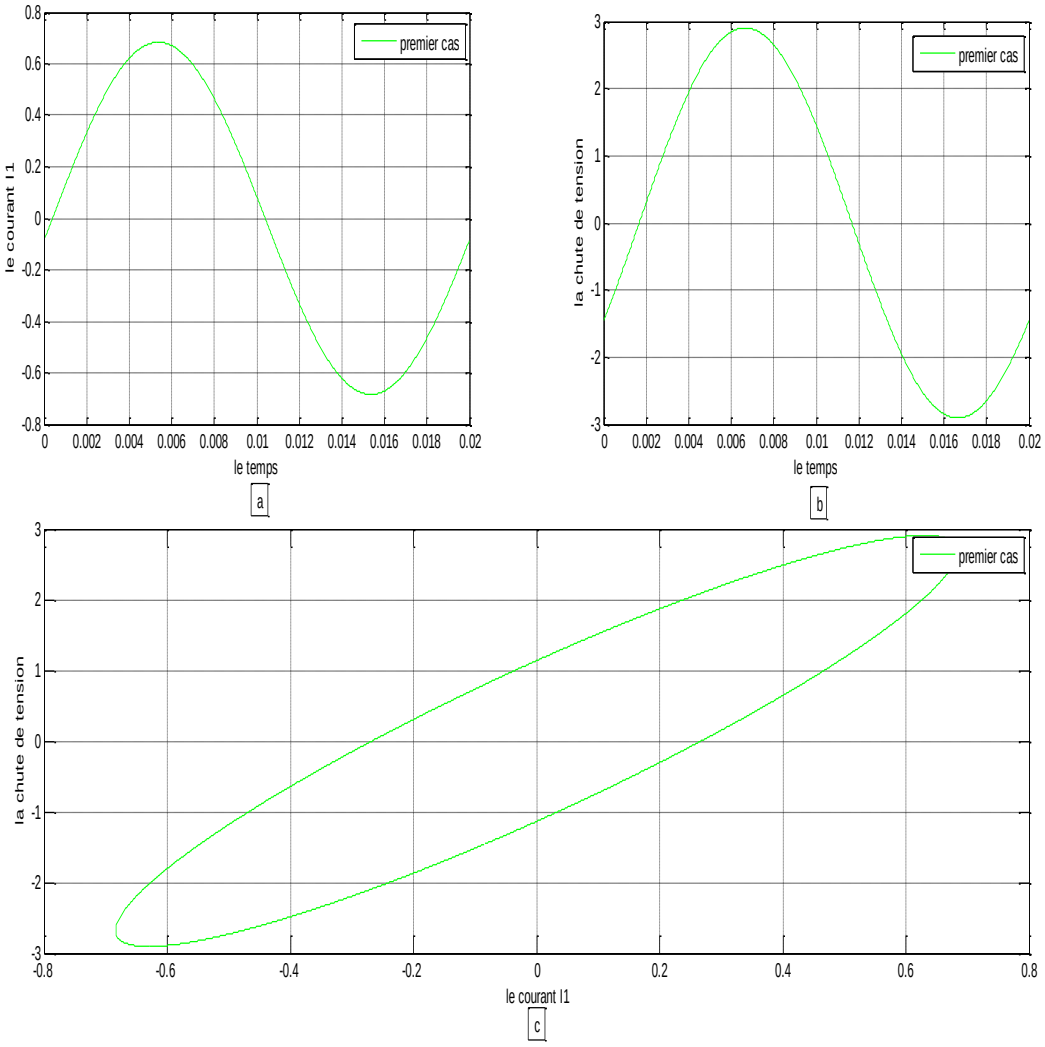


Figure IV.10 chute de tension en fonction du courant

a. Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b. Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c. Chute de tension en fonction du courant

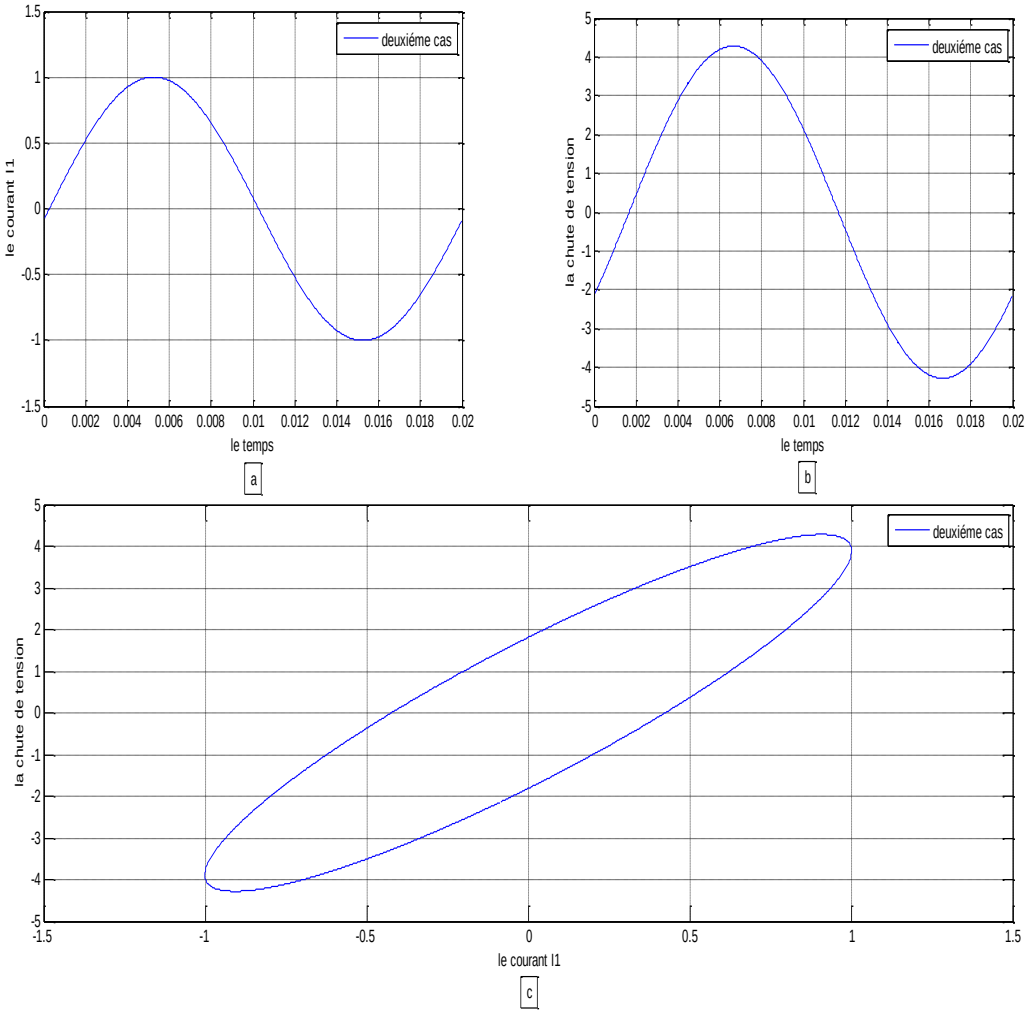


Figure IV.11 chute de tension en fonction du courant

a. Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b. Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c. Chute de tension en fonction du courant

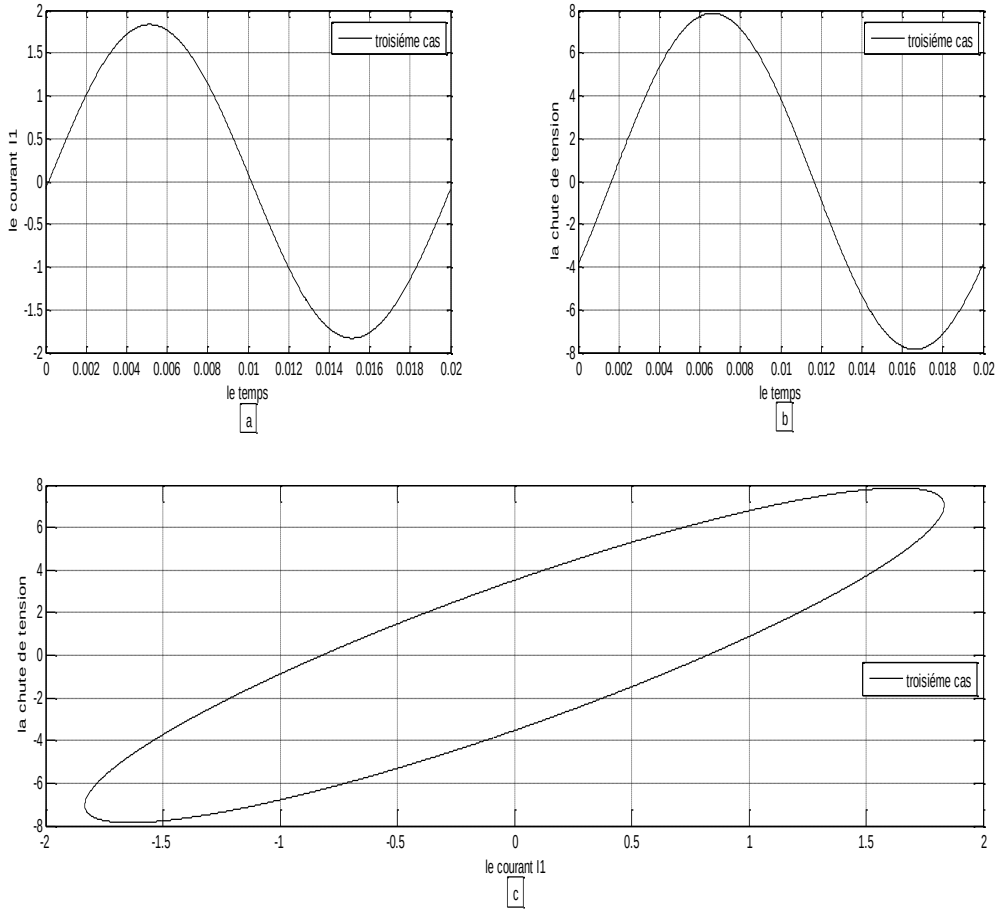


Figure IV.12 chute de tension en fonction du courant

a. Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b. Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c. Chute de tension en fonction du courant

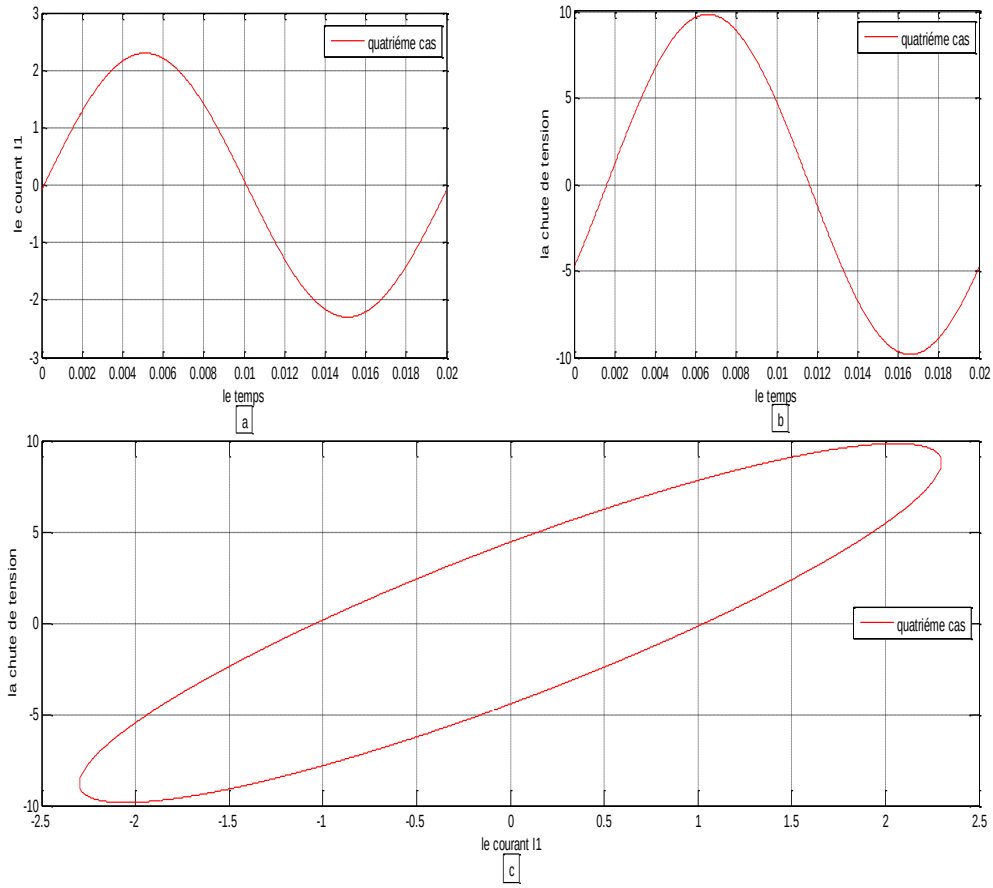


Figure IV.13 chute de tension en fonction du courant

a. Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b. Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c. Chute de tension en fonction du courant

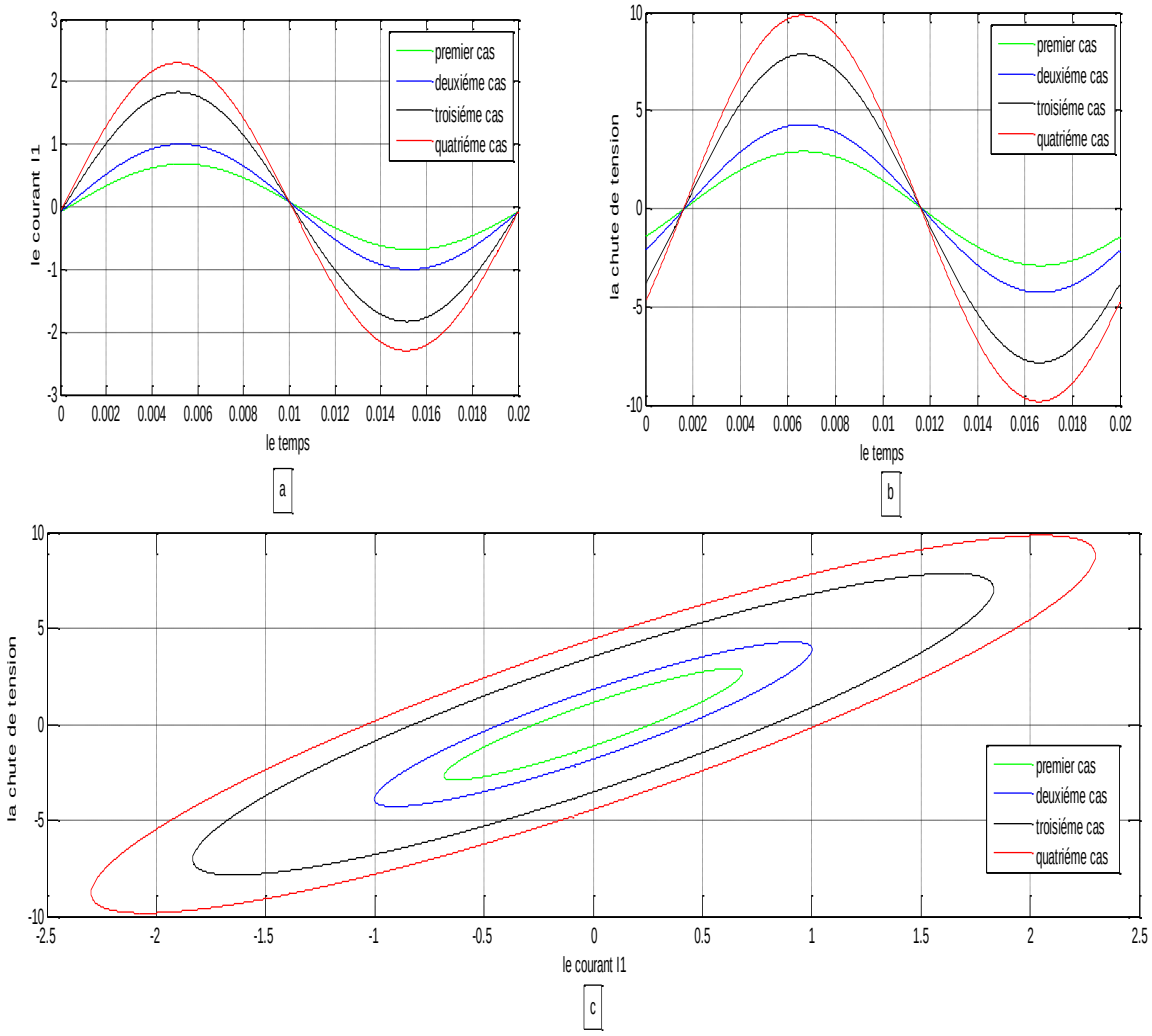


Figure IV.14 chute de tension en fonction du courant

a. Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b. Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c. Chute de tension en fonction du courant

IV.4.5 Fonctionnement à courant constant I_1 et (cos $\varphi 2$) variable

Dans ce cas d'étude, la méthode est testée pour des charges inductives variables, à un courant constant. Différents cas sont à considérés. Les résultats obtenus pour un courant égale à la valeur nominale et pour un déphasage $\varphi 2$ variable sont illustrés dans le tableau IV.11.

Le cas	V_{10}	V_{20}	**Le courant Au primaire du transformateur**	$cos\ \Psi_2$	φ **(rd)**	**δ (rd)**	V_2	ΔV	**H**	**h**	$\propto$ **(rd)**
1er cas	230	120.35	1.3	0.54	1.00	0.020	115.33	5.02	15.62	8.44	0.57
2eme cas	230	120.35		0.30	1.28	0.031	116.13	4.22	15.84	8.6	0.573
3eme cas	230	120.35		0.12	1.47	0.036	116.88	3.47	15.5	8.72	0.59

Tableau IV.11 paramètres estimés

Les figures IV.15, 16 et 17 illustrent les différents cas considérés. La figure IV.18 illustre les différents cas considérés. D'après ces résultats, on peut tirer les conclusions suivantes :

- La diminution du facteur de puissance engendre la diminution de l'aire de l'ellipse.
- La rotation de l'ellipse est dans le sens positif des aiguilles d'une montre.

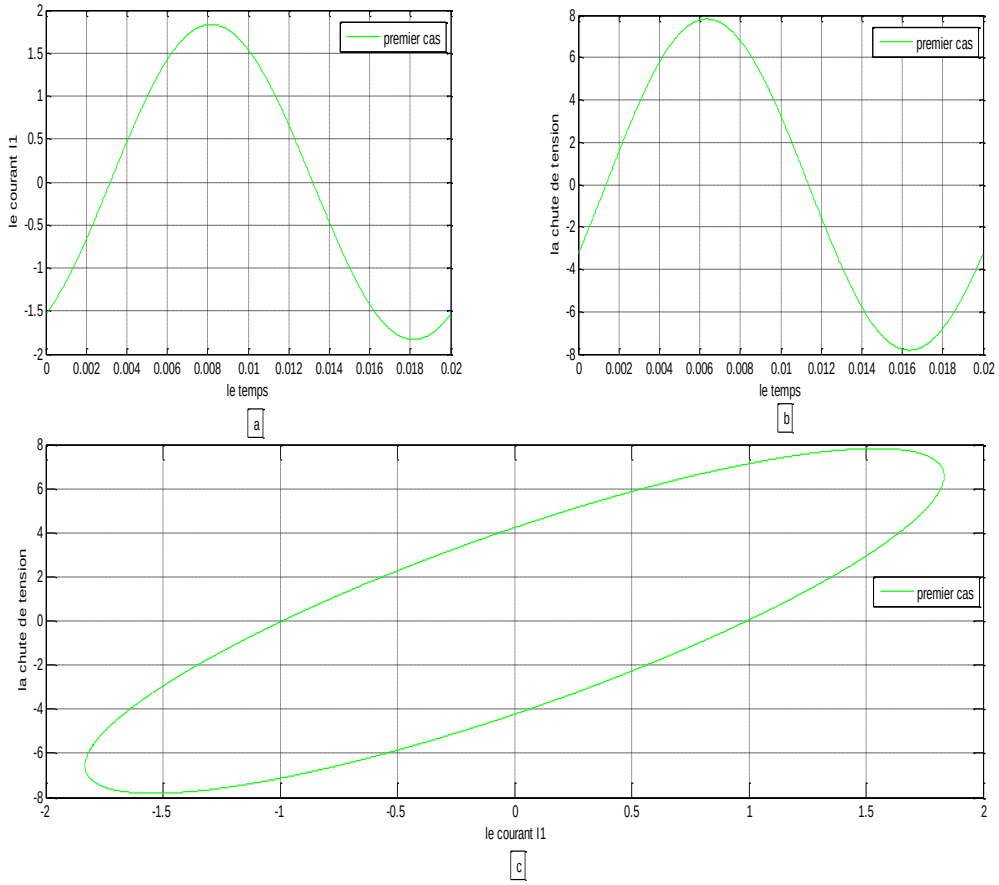


Figure IV.15 chute de tension en fonction du courant

a- Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b- Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c- Chute de tension en fonction du courant

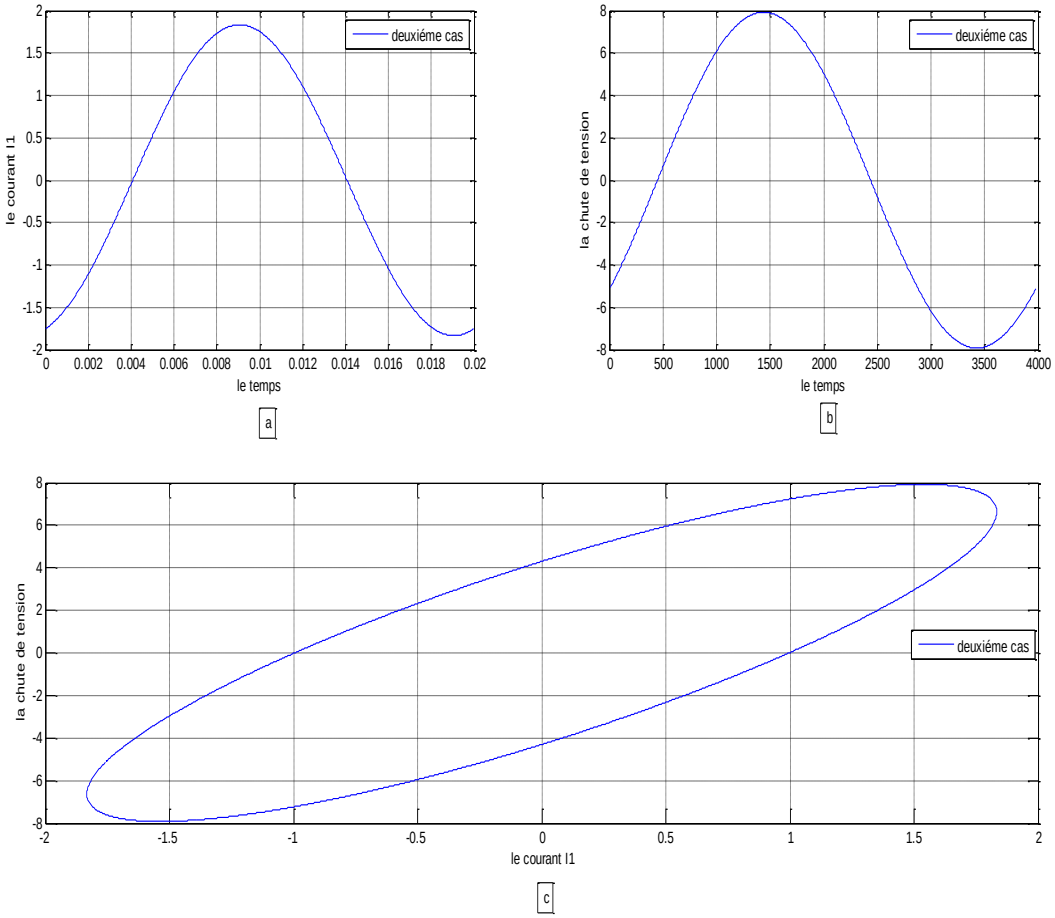


Figure IV.16 chute de tension en fonction du courant

a. Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b. Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c. Chute de tension en fonction du courant

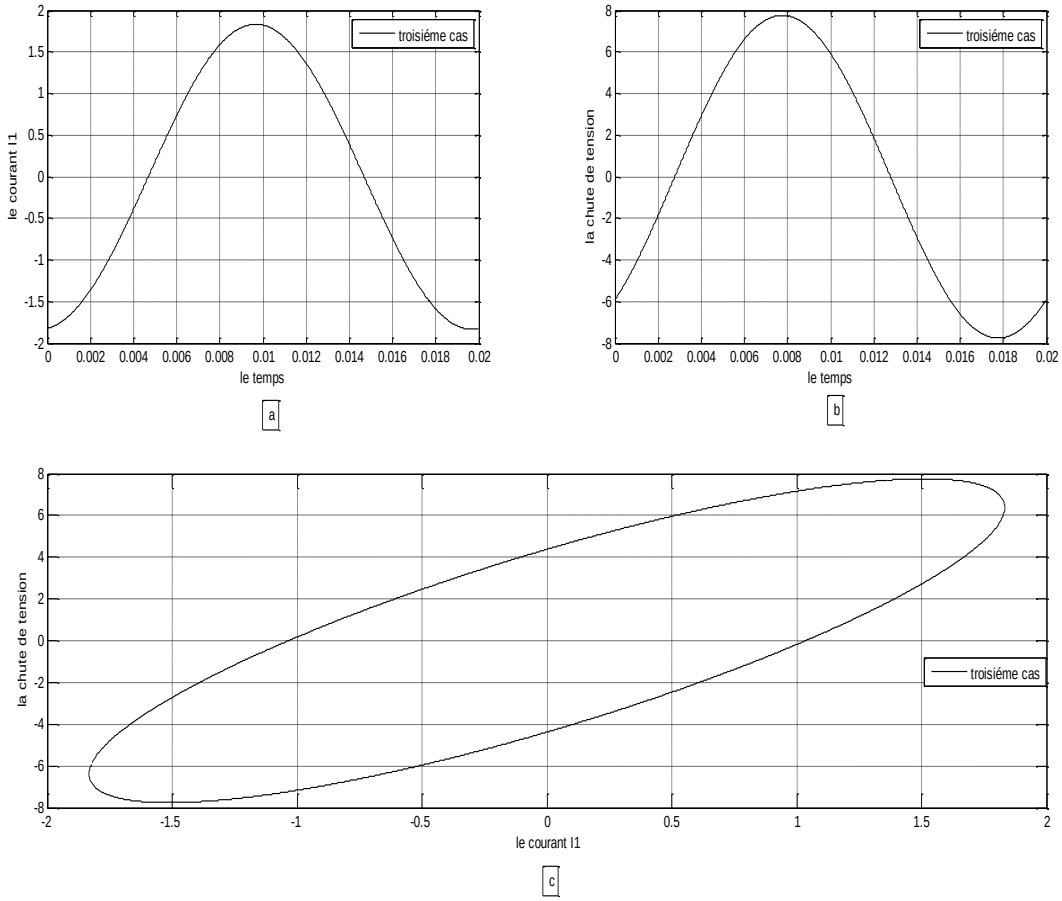


Figure IV.17 chute de tension en fonction du courant

a. Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b. Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c. Chute de tension en fonction du courant

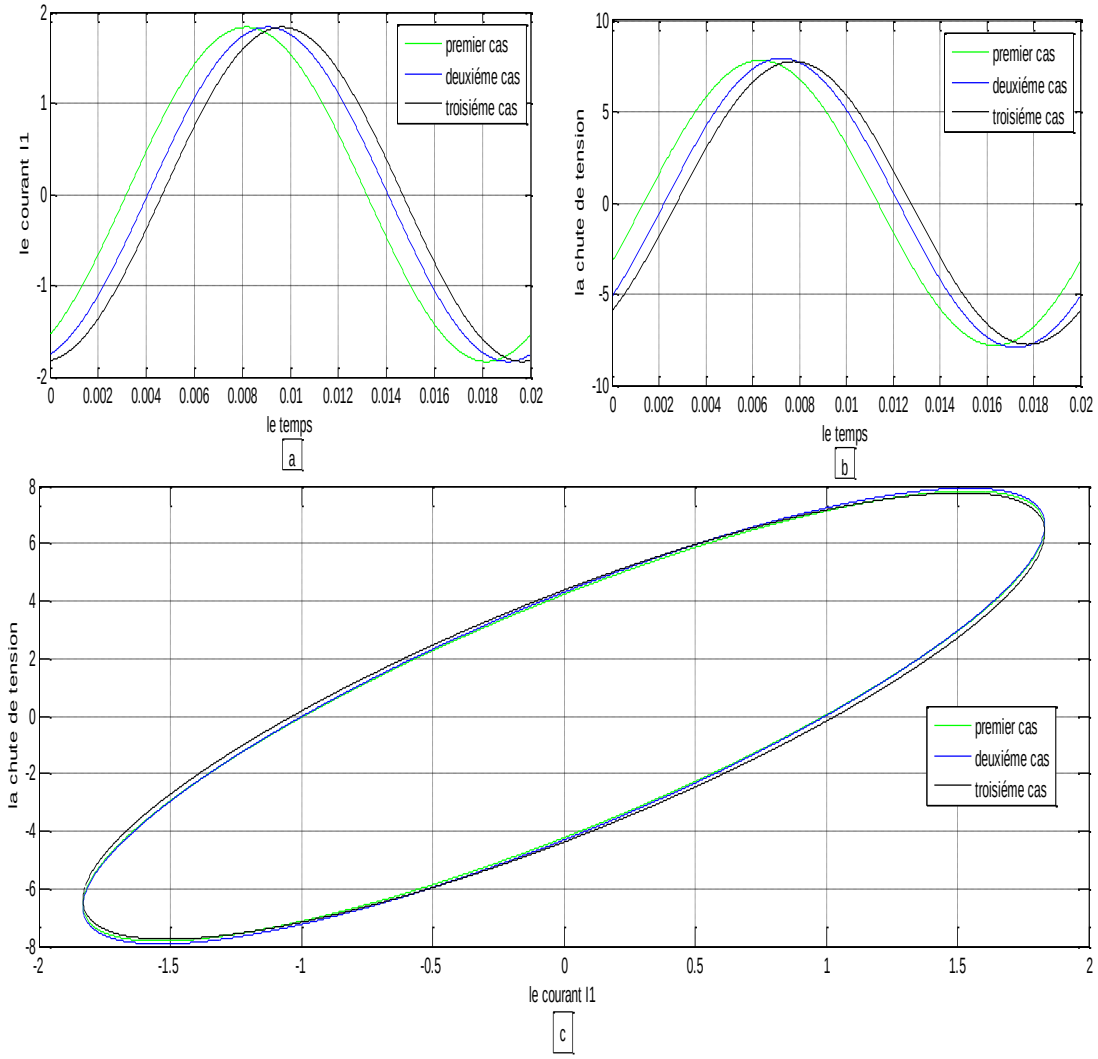


Figure IV.18 chute de tension en fonction du courant

a. Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

b. Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c. Chute de tension en fonction du courant

Pour le même procédé, cette fois ci le courant au primaire dépasse la valeur nominale. Les résultats sont présentés dans le tableau IV. 12 et la figure IV. 19. Pour ce cas de figure, les mêmes constatations sont relevées comparativement au cas précèdent évoquer.

Le cas	V_{10}	V_{20}	**Le courant au primaire du transformateur**	$\cos \Psi_2$	φ **(rd)**	**δ (rd)**	V_2	ΔV	**H**	**h**	$\propto$ **(rd)**
1er cas	230	120.35	I_1=1.63A	0.32	1.26	0.037	114.95	5.4	19.54	11.04	1.13
2eme cas	230	120.35		0.26	1.32	0.041	115.23	4.74	19.84	10.94	1.05
3eme cas	230	120.35		0.18	1.40	0.043	115.63	2.93	19.52	11	0.91

Tableau IV.12 paramètres estimés

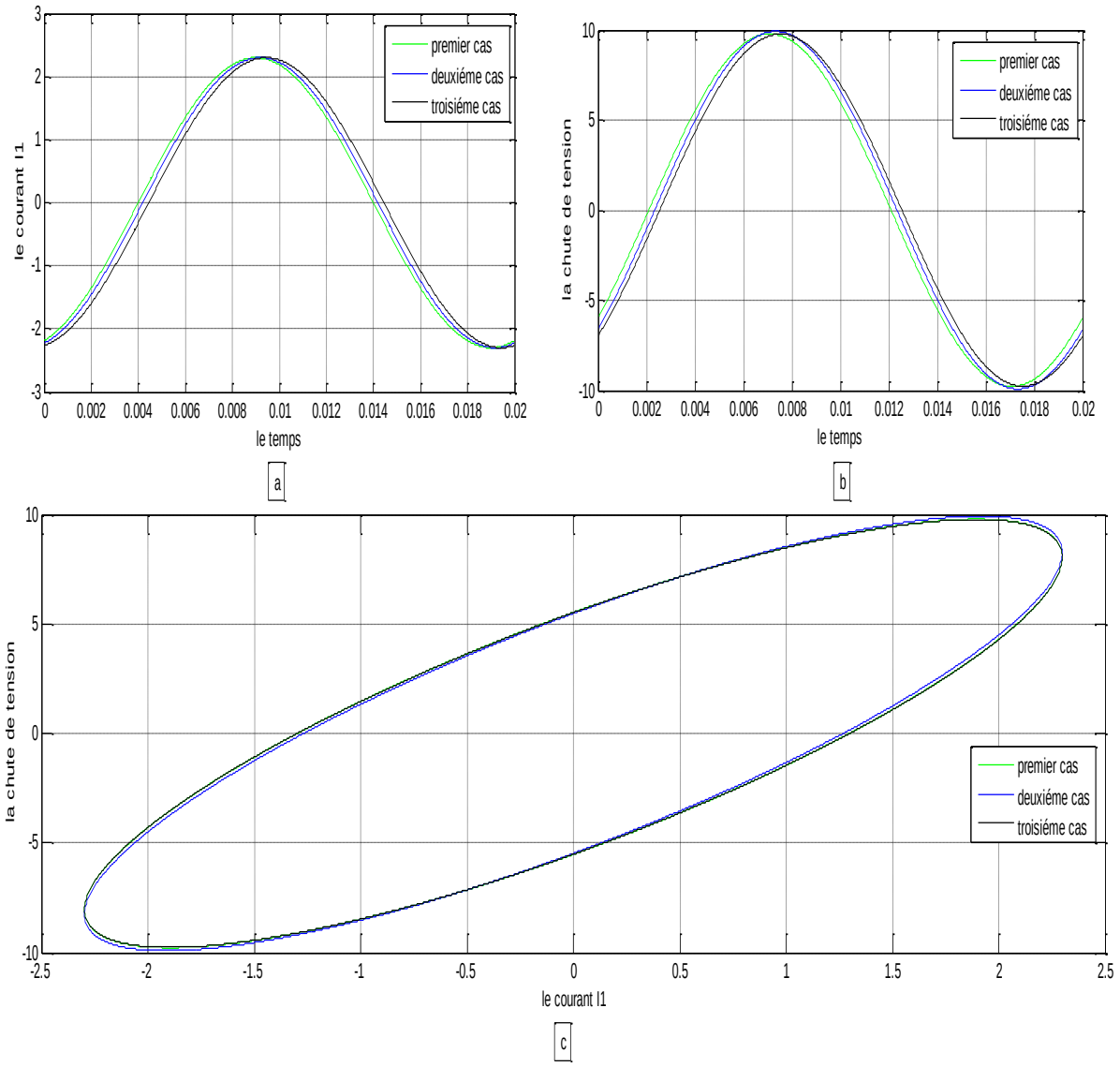


Figure IV.19 chute de tension en fonction du courant

c- Chute de tension au secondaire du transformateur en fonction du temps

d- Courant primaire du transformateur en fonction du temps

c- Chute de tension en fonction du courant

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploité la méthode PSO pour la détection et la localisation des défauts dans un enroulement du transformateur. Pour cet objectif, nous avons démontré par simulation et par essais expérimental la procédure à suivre pour assurer une bonne détection et localisation des défauts.

Nous avons constaté que la présence d'un tel défaut dans l'enroulement du transformateur provoque une variation de sa réponse en fréquence, en conséquence une variation dans les éléments de circuit équivalent.

Nous avons présenté une méthode de surveillance du transformateur en régime de fonctionnement, une méthode qui se repose sur une méthodologie très simple basée sur la constatation du schéma équivalent conventionnel du transformateur en régime permanent.

A la différence de l'analyse de la réponse fréquentielle, l'empreinte du transformateur n'est plus sa réponse en fréquence, mais plutôt la dépendance entre la chute de tension en charge et le courant primaire du transformateur.

Nous avons montré comme un premier dans cette étude, que la variation de la charge peut être interprétée par la variation des caractéristiques de la fonction ' chute de tension en fonction du courant', ce qui peut être un moyen de contrôle de l'état de charge du transformateur d'une part et son propre état d'autre part.

La technique proposée dans ce travail ne nécessite pas de matériels spécifiques et peut être implémentée en ligne car elle est exécutée à la fréquence de réseaux électrique.

Conclusion Générale

Cette thèse a pour objectif d'apporter une nouvelle contribution dans le cadre des études menées sur l'identification des paramètres du modèle de l'enroulement du transformateur à haute fréquence, la détection et la localisation des défauts. Pour cet objectif, plusieurs techniques de calcul ont été proposées.

Nous avons commencé par un état de l'art sur la modélisation des transformateurs, dont le quel plusieurs modèles sont discutés. Le modèle que nous avons jugé le plus adéquat à notre problématique est celui basé sur la discrétisation de l'enroulement en cascade de cellules RLC magnétiquement couplés, car il tient compte du comportement électromagnétique de l'enroulement en régime fréquentiel.

Le calcul des paramètres du modèle adopté a été effectué dans un premier temps par la méthode FT. Pour remédier aux problèmes rencontrées lors de l'application de la méthode FT, deux méthodes intelligentes ont été exploitées à savoir AG et PSO.

D'après les résultats obtenus, les méthodes AG et PSO ont été plus avantageuses par rapport à la méthode FT, du point de vu identification et simplification de la complexité du modèle.

Compte tenu la simplicité dans la mise en œuvre de la méthode PSO, nous avons exploité cette dernière pour la détection et la localisation des défauts dans l'enroulement du transformateur. Pour cet objectif nous avons démontré par simulation et par des essais expérimentaux la procédure à suivre pour assurer une bonne détection et localisation des défauts.

Nous avons constaté que la présence d'un tel défaut dans l'enroulement du transformateur provoque une variation de sa réponse en fréquence donc une variation dans les éléments de circuit équivalent.

Une nouvelle technique de surveillance du transformateur en plein régime d'exploitation a été développée. Cette technique est basée sur la relation graphique liant la chute de tension secondaire au courant primaire du transformateur, en régime de fonctionnement, à la fréquence industrielle.

La fonction 'chute de tension en fonction du courant' est considérée comme indicateur qui peut être un moyen de détection et de localisation des défaillances du transformateur en plein régime d'exploitation.

Après l'étude menée dans cette thèse, plusieurs voies de recherche peuvent être exploitées :

- Utilisation des méthodes intelligentes telle que NRA permettant un diagnostic automatique des défaillances dans les transformateurs.
- Implémentation de la technique 'chute de tension en fonction du courant' sur Dspace afin de l'exploiter dans un diagnostic en temps réel.

Bibliographie

[Abu-13] A. Abu-Siada, S. Islam, Image Processing-Based On-Line Technique to detect Power Transformer Winding Faults, IEEE IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society,pp 5549 – 5554, 2013

[Ah-92] A. Ahmad, "Contribution à la modélisation des transformateurs de puissance et de leur comportement en haute fréquence", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 7 Février 1992.

[Akb-17] M. Akbari, H. Rashidi, S. H. Alizadeh,' An enhanced genetic algorithm with new operators for task scheduling in heterogeneous computing systems', Engineering Applications of Artificial Intelligence, pp 35-46, 2017

[Alj-14] O. Aljohani, A. Abu-Siada,' Application of FRA Polar Plot Technique to Diagnose Internal Faults in Power Transformers', IEEE PES General Meeting | Conference & Exposition, pp1-5, 2014

[Alj-16] O. Aljohani,A. Abu-siada,' Identification of the Minimum Detection of Transformer Bushing Failure Based on Frequency Response Analysis (FRA)', IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC),pp-15, 2016

[Art-91] C. M. Arturi "Transients simulation and analysis of three-phase step-up transformer fpllowing an out-of-phase synchronization", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol- 6, N°l, January 1991, pp. 196-207.

[Ayb-16] A. Aybar-Ruiz, S. Jime´nez-Ferna´ndez et al,' A novel Grouping Genetic Algorithm–Extreme Learning Machine approach for global solar radiation prediction from numerical weather models inputs', Elsevier, Solar Energy , pp129–142, 2016

[Bag-12] M. Bagheri, M. Salay Naderi, Tr. Blackburn, B. T. Phung,'frequncy reponse analysis vs flus division measurement in detection of transformer winding internal short circuit', IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON), pp1-5,2012

[Beh-11] V. Behjat A. Vahedi,' Numerical modelling of transformers interturn faults and characterising the faulty transformer behavior under various faults and operating conditions', IET Electric Power Applications, pp pp. 415–431, 2011

[Beh-12] V. Behjat, A. Vahedi, A. Setayeshmehr, H. Borsi, E. Gockenbach,' Sweep frequency response analysis for diagnosis of low level short circuit faults on the windings of power transformers: An experimental study', Electrical Power and Energy Systems, 2012**,** pp 78-90

[Big-12] M. Bigdeli, M. Vakilian and E. Rahimpour, "Transformer winding faults classification based on transfer function analysis by support vector machine", *IET Electr. Power Appl.*, vol. 6, no. 5, pp. 268-276, May 2012.

[Bou-04] T. Bouktir,'Application de la programmation orientée objet à l'optimisation de l'écoulement de puissances', Thèse de doctorat d'état. U-Batna, Algérie, juin 2004.

[Can-15] S. Candolfi, P. Viarouge, D. Aguglia, J. Cros,' Finite-Element-Based Optimal Design Approach for High-Voltage PulseTransformers**,** 2015, Volume: 43, Issue: 6 Pages: 2075 – 2080

[Cha-16-2] A. Chanane, H. Houassine , O. Bouchhida,' Particle Swarm Optimization Method for identification and localization of faults in a transformer winding, 8th international conference on Modelling, Identification and Controle, (ICMIC 2016), Algiers, Algeria- November 15-17, 2016

[Cha 16-1] A. Chanane, O. Bouchhida, H. 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

[Cle-02] Clerc, M., Kenndy, J.: 'The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space', IEEE Trans. Evol Comput., 2002, 6, pp. 58–73

[Cor-12] S. Corbera, J. L. Olazagoitia, J. A. Lozano,' Multi-objective global optimization of abutter fly valve using genetic algorithms', Elsevier ISA Transactions, pp1-12, 2016

[Crai-87] Craig,W.R.: 'Flocks, herds, and schools: a distributed behavioral model'. Proc. Int. Conf. on Computer Graphics and Interactive Techniques, California, USA, July 1987, pp. 25–34

[Dom-86] H. W.Dommed, "EMTP Theory Book", Bonneville, 1986.

[Ebe-00] R.C Eberhart, Y. Shi, 'Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization'. IEEE Proc. Evolutionary Computation, La Jolla, CA, July 2000, pp. 84–88

[Ebe-01] R.C. Eberhart, Y. Shi, 'Particle swarm optimization: developments, applications and resources'. IEEE Proc. Evolutionary Computation, Seoul, May 2001, pp. 81–86

[Esl-11] M. Eslamian, B. Vahidi, S.H. Hosseinian, analytical calculation of detailed model parameters of cast resin dry type transformers', Elsevier, Energy Conversion and Management, 2011, pp 2565–2574

[Gan-11] Ganesh B. Kumbhar, Satish M. Mahajan,' Analysis of short circuit and inrush transients in a current transformer using a field-circuit coupled FE formulation', Electrical Power and Energy Systems , pp 1361–1367, 2011

[Geng-13] C. Geng, F.H Wang, Z.J. Jin, 'Modal parameters identification of power transformer winding based on Hilbert–Huang transform'. Int. Conf. on Power and Energy Society General Meeting (PES), Vancouver BC, 2013, pp. 1–5

[Gol-94] David E.Goldberg. 'Algorithmes génétiques Exploitation, optimisation et apprentissage automatique'. Addison-Wesley, France, SA, 1994.

[Gol-89] D. E. Goldberg, "Genetic Algorithms in Search", Optimization and Machine Learning, Addison Wesley Publishing Company, Ind. USA, 1989.

[Gun-13] Gunda Surya Narayana, Ketan P. Badgujar, Shrikrishna V. Kulkarni,' Factorisation-based transfer function estimation technique for deformation diagnostics of windings in transformers', IET Electr. Power Appl., 2013, Vol. 7, Iss. 1, pp. 39–46

[Gus-97] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Combined Phase and Modal Domain Calculation of Transmission Line Transients Based on Vector Fitting", paper PE-346-PWRD-0-01-1997, presented at the 1997 E W E S Winter Meeting, New York.

[Gust08] B. Gustavsen, C. Heitz: 'Modal vector fitting: a tool for generating rational models of high accuracy with arbitrary terminal conditions', IEEE Trans. Adv. Packag., 2008, 31, (4), pp. 664–672

[Gust-99] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, Jul. 1999

[Har-03] Youssef Harrat. “Contribution à l’ordonnancement conjoint de la production et de la maintenance : Application au cas d’un job Shop”. Thèse de Doctorat, L’U.F.R des Sciences et Techniques, Université de Franche-comté, 2003

[hel-63] B. Heller, A. Veverka, "Les phénomènes de chocs dans les machines électriques", Ed. Dunod, Paris, 1963.

[Hen-06] W. Hendrickx; T. Dhaene,’a discussion of approximation of frequency domain responses by vector fitting’, IEEE Transactions on Power Systems,2006,pp441-443

[Hen-87] L. Hennebique, C. Flurasu, "Resel: programme conversationel pour l'analyse des régimes transitoires dans les réseaux électriques", EDF, Bulletin de la Direction des Edudes et Recherches, Série B, N°l, 1987, pp. 25-33.

[Hep-90] F. Heppner and U. Grenander. A stochastic nonlinear model for coordinated bird flocks. AAAS Publication, Washington, DC, 1990.

[Her-13] Wilder Herrera, Guillermo Aponte, Jorge Pleite, Carlos Gonzalez-Garcia,’ A novel methodology for transformer low-frequency model parameters identification’, Electrical Power and Energy Systems ,2013, pp 643–648

[Hol-75] J. Holland, "Adaptation in natural and artificial systems". Technical report, University of Michigan, Ann Arbor, 1975

[Jay-04] J.A.S.B. Jayasinghe, Z.D. Wang, P.N. Jarman, A.W. Darwin, “Investigations on Sensitivity of FRA Technique in Diagnosis of Transformer Winding Deformations”, IEEE International Symposium on Electrical Insulation, pp 496-499,2004

[Jin-08] E.S. Jin, L.L. Liu, Z.Q. Bo, ‘Parameter identification of the transformer winding based on least-squares method’. Int. Conf. on Power and Energy Society General Meeting – Conversion and Delivery of Electrical Energy, Pittsburgh, PA, 2008, vol. 6, pp. 1–6

[Ken-99] J. Kennedy, ‘Small Worlds and Mega-Minds : Effects of Neighborhood Topology on Particle Swarm Performance’, IEEE Congress on Evolutionary Computation, Volume 03, pages 1932-1938, 1999

[Ken-95] Kennedy, J., Eberhart, R.: ‘Particle swarm optimization’. IEEE Proc. Int. Conf. Neural Netw., Perth, WA, 1995, pp. 1942–1948

[Key-91] A. Keyhani, S. W. Chua, S. A. Sebo, "Maximum likelihood estimation of transformer high frequency parameters from test data", EEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, N°2, April 1991, pp. 858-865.

[Kez-00] M. Kezunovic, Y. Guo, Modeling and simulation of the power transformer faults and related protective relay behavior, IEEE Trans. Power Deliv. 15 (January (1)) (2000) 44–50.

[Kor-14] E. Kornatowski and S. Banaszak,’ Diagnostics of a Transformer’s Active Part With Complementary FRA and VM Measurements’, IEEE Transactions on power delivery, pp 1398-1406, 2014

[Koz-97] J.R. Koza, F.H. Benett, D. Andre, et al.: ‘Automated synthesis of analog electrical circuits by mean of genetic programming’, IEEE Trans. Evol. Comput, 1997, 1, (2), pp. 109–128

[Lef-06] Anthony LEFEVRE «Thèse : Contribution à la Modélisation Electrique Electromagnétique et Thermique des Transformateurs ». L'université de Nantes - France 2006.

[Lei-99**]** Leibfried, T., Feser, K.: 'Monitoring of power transformers using the transfer function method', IEEE Trans. Power Deliv., 1999, 14, pp. 1333–1341

[Leo-93] F. de Leon, A. Semlyen,' Reduced order model for transformer transients', IEEE Trans. Power Deliv. 8 (July (3)) (1993) 1615–1626

[Lin-16] Lin-Chuan Tsai,' design of triple-band impedance transformers using Z-transform techniques, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, pp 559-561, 2016

[Mah-16] M.J. Mahmoodabadi, A.R. Nemati,' A novel adaptive genetic algorithm for global optimization of mathematical test functions and real-world problems', Engineering Science and Technology,pp 1-20, 2016

[Mah-15] M. Mahvi, V. Behjat,' Localising low-level short-circuit faults on the windings of power transformers based on low-frequency response measurement of the transformer windings', IET Electric Power Applications, pp. 533–539, 2015

[Mcl-85] P. G, McLAREN, H, ORAEE, "Multiconductor transmission line model for the line-end coil of large AC machine", Proc. IEE, Vol. 132, Pt. B, N°3, May 1985, pp. 149-156.

[Men-11] Peipei Meng, Henglin Chen, Junming Zhang, Zhaoming Qian, Hao Ma,' High Frequency Modeling for CM Noise Coupling Path of Transformer Based on Transmission Line Theory', IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2011,pp 289-294

[Mon-17] M.Mondal, G.B. Kumbhar, S.V. Kulkarni,' Localization of Partial Discharges inside a Transformer Winding Using a Ladder Network Constructed From Terminal Measurements', IEEE transaction in power delivery, pp1-9,2017

[Muk-12] P. Mukherjee, L. Satish, 'Construction of equivalent circuit of a transformer winding from driving-point impedance function – analytical approach', IET Electr. Power Appl., 2012, 6, pp. 172–180

[Muk-16] P. Mukherjee; L. Satish,'Generalized Analytical Expression for Natural Frequencies of a Completely Inhomogeneous Transformer Winding', IEEE Transactions on Power Delivery, 2016

[Nir-04] M Nirgude Pradeep, B.Gunasekaran, Channakeshava, A.D. Rajkumar, "Frequency Response Analysis Approach for Condition Monitoring of Transformer", IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, pp 186-189,2004

[Ouy-17] H. Ouyang, L. Gao et al,' Improved Global-Best-Guided Particle Swarm Optimization with Learning Operation for Global Optimization Problems', Applied Soft Computing, pp 987-1008, 2017

[Pra-12] M. Prameela, G.R. Murthy, P.M. Nirgude ' Diagnosis and Identification of Transformer Winding Faults from Frequency Response Data by the Application of ANN Technique', 2012 IEEE 10th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials July 24-28, 2012, pp. 1 – 4.

[Pra-15] 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 ,pp 52–57, 2015

[Poo-12] K. Poovamma, T. R. Afzal Ahmed, C. Viswanatha, K. Mallikarjunappa,'frequency domain measurement as quality and diagonstic tool for power transformers', IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, 2012,pp1-4

[Rag-07] K. Ragavan, L. Satish, 'Localization of changes in a model winding based on terminal measurements: experimental study', IEEE Trans. Power Deliv., 2007, 3, pp. 1557–1565

[Rah-03] E. Rahimpour, J. Christian, K, Feser, 'Transfer function method to diagnose axial displacement and radial deformation of transformer windings', IEEE Trans. Power Deliv., 2003, 18, (2), pp. 493–505

[Rah-12] E. Rahimpour, V. Rashtchi, H. Shahrouz,'Applying artificial optimization methods for transformer model reduction of lumped parameter models', Electric Power Systems Research 84 (2012) 100– 108

[Rah-16] M. Rahimbakhsh, P. Werle, E. Gockenbach,' Determination of transfer function of power transformer winding sections for partial discharge localization using design information', 2016 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP),pp 191-194, 2016

[Ras-06] V. Rashtchi, E. Rahimpour, E. Rezapour: 'Using a genetic algorithm for parameter identification of transformer R-L-C-M model', Electr. Eng., 2006, 88, (5), pp. 417–422

[Ras-08] V. Rashtchi, A. Bagheri, A. Shabani,' optimal design of measurement-type current transformer using particle swarm optimization',IEEE 2008 4th International Conference on Emerging Technologies, pp 68-73, 2008

[Ras-11] V. Rashtchi, E. Rahimpour, H. Fotoohabadi, 'Parameter identification of transformer detailed model based on chaos optimisation algorithm', IET Electr. Power Appl., 2011, 2, (5), pp. 238–246

[Reb-99] P. Rebreyend. 'Algorithmes génétiques hybrides en optimisation combinatoire'. Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Lyon, 1999.

[Rei-96] D.J. Reid, 'Genetic algorithms in constrained optimization', Math. Comput. Model., 1996, 23, (5), pp. 87–111

[Ren-95] Jean-Michel Renders. 'Algorithmes génétiques et réseaux de neurones'. Hermes, 1995.

[Ryd-03] S. Ryder, "Diagnosing a wide range of transformer faults using frequency response analysis," presented at the 13th Int. Symp. High Voltage Engineering, 2003.

[Sah-07] S.K. Sahoo, L. Satish, 'Discriminating changes introduced in the model for the winding of a transformer based on measurements', Electr. Power Syst. Res., 2007, 77, pp. 851–858

[Sah-14] Saroja Kanti Sahoo, S. Gopalakrishna,' Winding Deformation Analysis in Power Transformers using finite Element Method', IEEE Proceeding of the Students' Technology Symposium,pp 341-346, 2014

[Sat-02] L. Satish and A. Jain, "Structure of transfer function of transformers with special reference to interleaved windings," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 17, no. 3, pp. 754–760, Jul. 2002

[Sat-09] L. Satish, S.K. Sahoo, 'Locating faults in a transformer winding: an experimental study', Original Res. Artic. Electr. Power Syst. Res., 2009, 79, pp. 89–97

[Soy-92] A.O.Soysal, A. Semlyen, "Practical transfer fonction estimation and its application to wide frequency range représentation of transformers", paper N° 92 SM 358-2 PWRD, presented at the 1992 EEEE/PES Summer Meeting.

[SU-89] Q. SU, R. E JAMES, D. SUTANTO, "A Z-transform model of transformers for the study of electromagnetic transients in power Systems", IEEE/PES, 1989 Summer Meeting, paper SM 666-9 PWRS.

[Su.90] Q. Su, R. E. James, D. Sutanto, "A Z-transform model of transformer a for the study of electromagnetic transients in power Systems", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 5, N°l, February 1990, pp. 27-33.

[Shi-10] A. Shintemirov, W.J Tang, W.H. Tang,'Improved modelling of power transformer winding using bacterial swarming algorithm and frequency response analysis', Electr. Power Syst. Res., 2010, 80, pp. 1111–1120

[Sof-05] D.M. Sofian, Z.D. Wang, P. Jarman,' Interpretation of transformer fra measurement results using winding equivalent circuit modeling technique, in: Proceedings of the Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP 2005), Nashville, TN, 16–19, October 2005, pp. 613–616.

[Tar] H. Tarimoradi G.B. Gharehpetian,' A Novel Calculation Method of Indices to Improve Classification of Transformer Winding Fault Type, Location and Extent', IEEE, Transactions on Industrial Informatics, pp1-9,2017

[Tom] L. De Tommasi, B. Gustavsen, T. Dhaene,' Robust transfer function identification via an enhanced magnitude vector fitting algorithm', IET Control Theory Appl., 2010, Vol. 4, Iss. 7, pp. 1169–1178

[Tsa-16] Lin-Chuan Tsai,' design of triple-band impedance transformers using Z-transform techniques, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, pp 559-561, 2016

[Tsa-17] H. Tsai,' Unified Particle Swarm Delivers High Efficiency to Particle Swarm Optimization', Applied Soft Computing, Volume 55, June 2017, Pages 371-383

[Tre-03] I. Trelea,'The particle swarm optimization algorithm, convergence analysis and parameter selection', Inf. Process. Lett., 6, (85), pp. 317–325, 2003

[Vae-92] P.T.M. Vaessen, Transformer model for high frequencies, IEEE Trans. Power Deliv. 7 (January (1)) (1992) 361–369.

[Wan-99**]** Wang, M., Vandermaar, A.J., Srivastava, K.D.: 'Condition monitoring of transformers in service by the low voltage impulse test method'. Proc. Int. Conf.on High Voltage Engineering, Symp., August 1999, pp. 45–48

[Wia-10] S. Wiak; P. Drzymala; H. Welfle,'' 3D computer field model for power transformer magnetic field and power losses computation, The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010,pp 1-6.

[Wil-13] Wilder Herrera , Guillermo Aponte, Jorge Pleite , Carlos Gonzalez-Garcia,'A novel methodology for transformer low-frequency model parameters identification', Electrical Power and Energy Systems 53 (2013) 643–648

[Wtl-88] D. J. Wtlcox, M. Conlon, W. G. Hurley, "Calculation of self and mutual impédances for coils on ferromagnetic cores", IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. A, N°7, September 1988, pp. 470-476.

[Xin-17] XinYi Si, Jun Wei Lu et al,' An improved RNA genetic algorithm for the parameter estimation multiple solutions of ordinary differential equations',Elsevier Procedia Engineering, pp 477 – 481, 2017

[Zha-17] K. Zhang, H. Du,' Maximizing Influence in a Social Network: Improved Results using a Genetic Algorithm',statictical mecanics and its applications, pp 20-30, 2017

[Zha-14] Z. W. Zhang, W. H. Tang, T. Y. Ji and Q. H.Wu, "Finite-Element Modeling for Analysis of Radial Deformations Within Transformer Windings," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 29, no. 5,pp. 2297-2305, Oct. 2014.

[zha-16] Zhongyong Zhao, Chenguo Yao, Naser Hashemnia, Syed Islam, 'determination of annosecond pulse parameters on transfer function measurement for power transformer winding deformation', IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol 23, pp 3761-3770, 2016

[Zha-16] Y. H. Zhang , Y. J. Gong,' Flexible genetic algorithm: A simple and generic approach to nodeplacement problems', Elsevier, Applied Soft Computing pp 1-14, 2016

[Zhe-03] Yong-Ling Zheng; Long-Hua Ma; Li-Yan Zhang; Ji-Xin Qian.: 'On the convergence analysis and parameter selection in particle swarm optimization'. Int. Conf. on Machine Learning Cybern, November 2003, pp. 1802–1807

Annexes

A

A.I Description générale du banc d'essai

Ce banc d'essai a été conçu dans le but de pouvoir tester les différents types d'enroulements du transformateur. L'avantage du banc est la possibilité de faire le test sur une large gamme de fréquence. Le banc d'essai est composé d'un générateur de fréquence de 0.01Hz ~ 15MHz capable de produire maximum 20Vp-p sinusoïde, d'un capteur de courant avec une sensibilité de 220uA / 220mV, d'un câble coaxial, les signaux ont été acquis avec un oscilloscope numérique, d'un RLC mètre. La Figure A.1 illustre les différents dispositifs du banc d'essai.

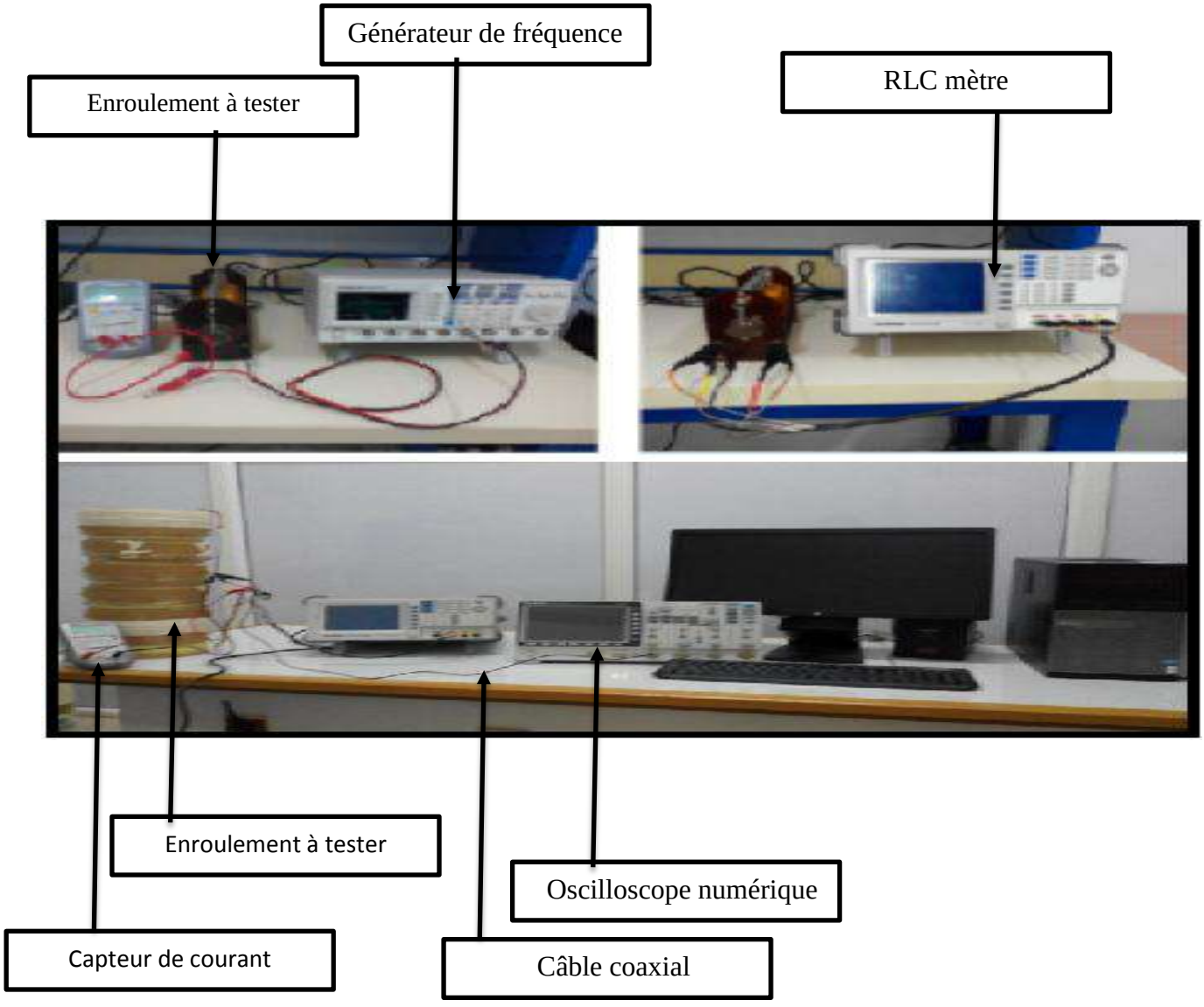


Figure A.1 les différents dispositifs du banc d'essai.

A. II Description du Premier enroulement testé

L'enroulement utilisé avait une hauteur totale de 220 mm, un diamètre intérieur et extérieur de 30 mm et 65 mm respectivement, le cuivre avait une section de 2 mm^2. La photo ci-dessous présente la forme de l'enroulement.

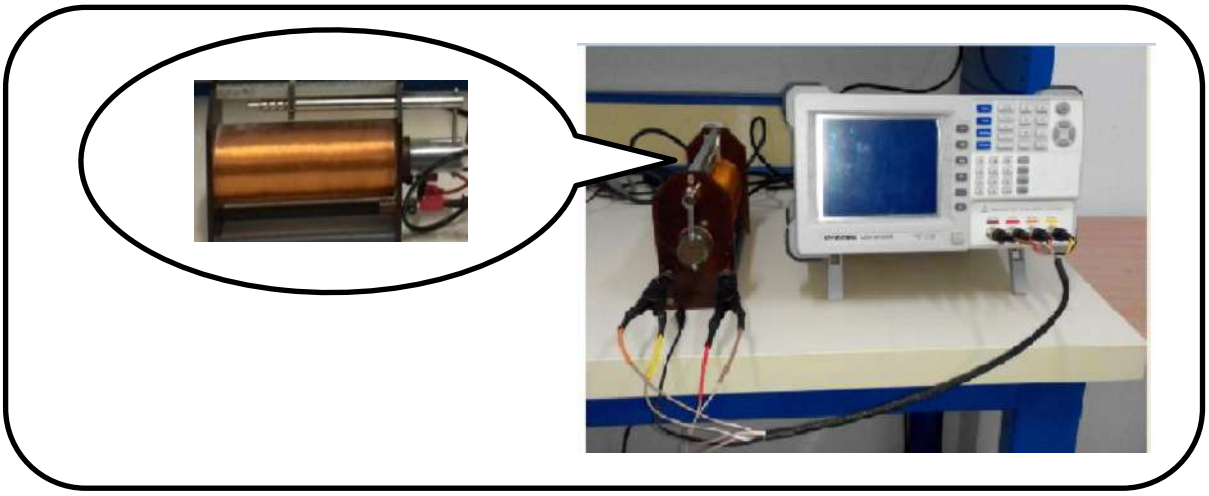


Figure A.2 Description du Premier enroulement testé

A.III Description du Deuxième enroulement testé

L'enroulement avait 05 disques, avec 30 spires par disque, chaque tour de cuivre avait une section de 10 mm^2, une hauteur totale de 500 mm, un diamètre intérieur et extérieur de 200 et 220 mm respectivement mm^2 (une brève description de l'enroulement est donnée en annexe). L'enroulement contient un noyau d'air isolé, l'épaisseur d'isolation, l'espacement entre conducteurs correspond à 30 kV.

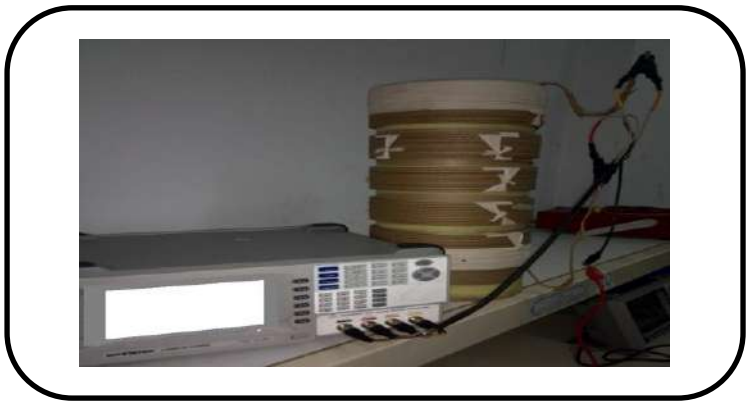


Figure A.3 Description du deuxième enroulement testé

A. IV Générateur de fréquence

Le GFG-3015 est un générateur de fonction programmable polyvalent et de haute précision, fournissant des signaux stables et précis jusqu' à une fréquence de 15 MHz. Cet appareil est doté d'une technologie Frequency Feedback, le GFG-3015 offre une précision de fréquence aussi basse que 0,02% et une résolution maximale de 10mHz. La configuration du panneau avant facilitent la sortie du signal spécifique tel que prédéfini. Des jeux de formes d'ondes standard. Le GFG-3015 offre des valeurs exceptionnelles aux utilisateurs dans le domaine de recherche, les tests de production et le laboratoire de développement.

A. V RLC mètre

Le RLC-8105G, avec une fréquence de test allant jusqu'à 10MHz, offre une précision, une polyvalence, une résolution pour une large gamme de mesures de composants y compris la mesure de résistance DC, une surveillance très précise de tension / courant. La fonction Multi-Step permet la programmation à l'écran de Séquence de mesure. Chaque étape de test peut être réglée avec les paramètres sélectionnés et les limites de test. En mode Multi-Step, une routine de travail fastidieuse peut être effectuée étape par étape automatiquement en appuyant simplement sur un bouton. Avec le mode graphique, le RLC mètre afficher la réponse d'impédance du composant soit sur une large plage de balayage de fréquence d'essai, soit sur une large plage gamme de balayage de tension d'essai dans un graphique. Cela donne un résultat d'analyse de l'impédance par rapport à la fréquence ou impédance par rapport à la tension appliquée tout d'un coup d'œil. L'appareil possède une interface de communication RS-232C pour le contrôle de l'instrument et l'affichage des résultats du test sur le PC.

A. VI Oscilloscope numérique

La série GDS-3000 est une nouvelle plate-forme à 4 entrées, une largeur de bande de 500 MHz, et affichage de forme d'onde VPO. La fonction d'écran partagé a été conçue pour répondre aux exigences des tests multi-fenêtre et multi-signal dans les domaines de la recherche et de la fabrication. Une interface de communication RS-232C est disponible pour le contrôle de l'instrument et l'affichage des résultats du test sur le PC.

B

B. I. Défaut de court-circuit sur l'enroulement

Des défauts de court-circuit sont introduit sur l'enroulement dans différents niveaux à savoir ; court-circuit dans l'extrémité (dans le premier disc), court-circuit dans le milieu et court-circuit dans l'extrémité de l'enroulement (dans le dernier disc). La figure B.1 le schéma synoptique.

Court-circuit du disc 01 **Court-circuit du disc 03** **Court-circuit du disc 05**

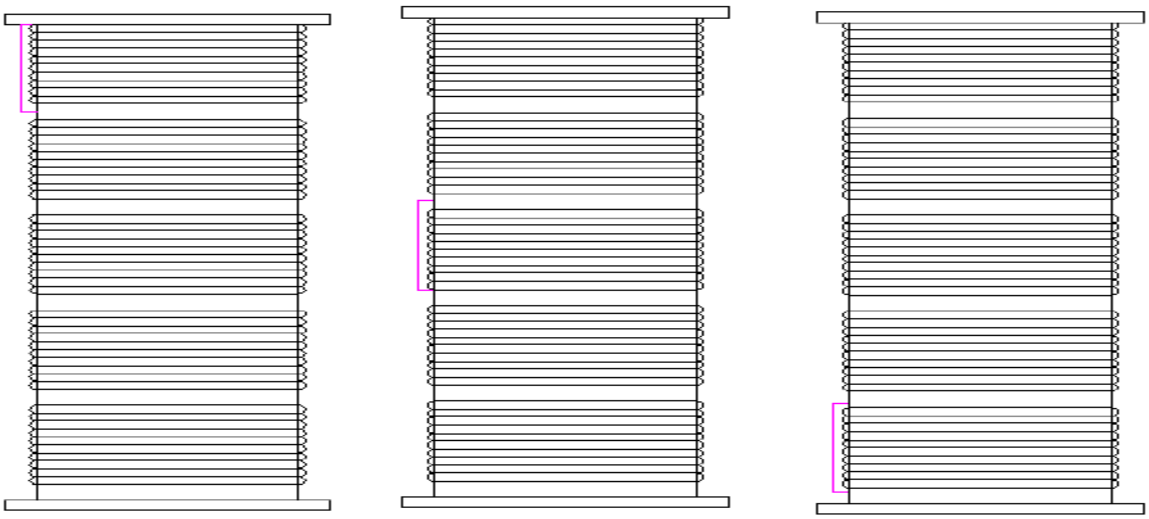


Figure B.1 schéma synoptique

Glossaire :

Environnement : c'est un espace de recherche

Évolution : c'est la méthode de recherche de l'individu le plus adapté à partir d'un grand nombre d'individus.

Cognitivisme : Prône le fonctionnement computationnel du cerveau et des mécanismes biologiques en général. Il considère que le vivant, tel un ordinateur, manipule des symboles élémentaires. C'est un courant de recherche dont l'objectif est l'étude du fonctionnement de l'activité intellectuelle.

Fonction fitness: La fonction fitness est une fonction mesurant l'adaptation d'un individu d'une population donnée. Elle est la clé d'un algorithme intelligent. Il est très important de définir une bonne fonction d'adaptation pour un problème donné, ce qui est certainement la plus grosse difficulté des Algorithmes intelligents.

Gène : Les chromosomes se décomposent en gènes qui peuvent prendre des valeurs différentes que l'on appelle allèles. La position d'un gène dans un chromosome est identifiée par son locus. Un gène est une caractéristique génétique d'un individu. En génétique, on parle du gène de la couleur des yeux par exemple. Dans les AGs, les gènes ont des valeurs appartenant à un alphabet qui dépend du problème à résoudre. On peut ainsi avoir des allèles binaires, décimaux ou encore hexa-décimaux. On peut imaginer d'autres sortes de codage.

Génération : Une génération est une population à un instant donné. Les AGs faisant évoluer les populations, on crée une nouvelle génération d'individus plus adaptés. Cette évolution est effectuée par les opérateurs de reproduction, de croisement et de mutation.

Heuristique : Méthode conçue pour un problème d'optimisation donné, qui produit une solution pas nécessairement optimale lorsqu'on lui fournit une instance de ce problème. Son objectif est de trouver une solution de qualité raisonnable dans un temps de calcul aussi faible que possible.

Intelligence : Terme populaire utilisé pour référencer les techniques basées sur la puissance de calcul des ordinateurs et sur l'intelligence humaine pour résoudre des problèmes difficiles.

Méthode d'essai et erreur : Méthode de base pour l'optimisation, il s'agit de tester un certain nombre de solutions potentielles jusqu'à l'obtention d'une solution adéquate.

Méthode heuristique : Méthode de calcul pour un problème générique d'optimisation produisant une solution qui n'est pas forcement optimale. La plupart de ces méthodes sont bien spécifiques à un problème donné et s'appliquent pour différent domaine de recherche.

Population : Les algorithmes génétiques ne travaillent pas sur un individu, sur une donnée, mais au contraire sur une population de chaînes afin d'effectuer des opérations, des recherches sur un domaine de possibilités plus important. C'est une des grandes forces des AGs. Une population se compose de chaînes ou chromosomes.

Chromosome ou individu : Les chaînes des systèmes génétiques artificiels sont analogues aux chromosomes des systèmes biologiques. Ils portent les informations génétiques d'un individu. Ainsi, un individu se compose de gènes.

Principe Darwinien : Les plus adaptés survivent et se produisent.

Problème d'optimisation : Un problème d'optimisation est un problème pour lequel on doit chercher une solution admissible optimisant au mieux une fonction objectif.

Sélection naturelle : Est le processus selon lequel les individus les mieux adaptés à leur environnement tendent à survive et à se reproduire plus fréquemment que leurs congénères les moins bien lotis.