

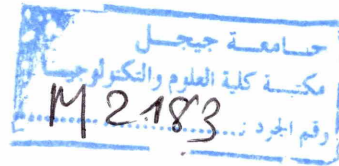
République Algérienne Démocratique et populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de Jijel

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electrotechnique



Mémoire de Fin d'étude

En Vue de l'Obtention du Diplôme de Master en Electrotechnique

Option : Electromécanique

Thème :

Modélisation des transformateurs de puissance
(THT, HT)

Encadré par :

Mr. IKHLEF Nabil

Réalisé par :

HIRECHE Mohammed

HAROUD Fouad

Promotion: Juin 2015

REMERCIEMENTS

Je remercie Dieu tout puissant de m'avoir prêté la vie, la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Je voudrais remercier notre promoteur Ikhlef Nabil Maître de Conférences classe A à l'université de Jijel pour ces précieux conseils, son suivi constant et pour nous avoir laissé la liberté dans la réalisation de ce travail, sans oublier les efforts qui a fait afin de m'encadrer et je le remercie surtout pour ses qualités humaines.

Je remercie les membres du jury d'avoir pris la peine de lire et de juger ce travail.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à tous les enseignants qui ont participé à ma formation.

Et je tiens également à dire un grand merci à toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin à réaliser ce travail, ne serait-ce que par des réflexions.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail aux êtres les plus chères ma mère et mon père, en reconnaissance de toutes les peines endurées et tous les sacrifices consentis à mon endroit ;

À mon frère seddik que je leur souhaite réussite et Succès dans sa vie ;

À mes sœurs Rima, Rabiaa, Fatiha et Warda que je leur souhaite réussite et Succès ;

À toute ma famille ; Ainsi qu'à tous mes chers amis et mes collègues de l'Université de IJEL ;

À mon binôme Fouad ;

MOHAMMED

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail aux êtres les plus chères ma mère et mon père, en reconnaissance de toutes les peines endurées et tous les sacrifices consentis à mon endroit ;

À mes deux frères Abdeshakim et Adel que je leur souhaite réussite et Succès et pour leurs petites filles Hana et Ines ;

À mes belles sœurs Imen et Amel ;

À toute ma famille ; Ainsi qu' à tous mes amis ;

À mon binôme Mohammed ;

FOUAD

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Transformateur de puissance

Introduction	3
I.1 Historique	3
I.2 Principaux définitions et Composants du transformateur de puissance	5
I.2.1 Définitions	5
I.2.2 Composants associés au transformateur de puissance	7
I.2.3 Principe de fonctionnement.....	9
I.3 Différents types de transformateurs	9
I.3.1 Transformateur à colonnes	9
I.3.1.1 Les enroulements	10
I.3.1.2 Le Circuit magnétique	10
I.3.1.3 Limitations des transformateurs à colonnes	11
I.3.2 Transformateur cuirassé	11
I.3.2.1 Les enroulements.....	11
I.3.2.2 La Cuve	12
I.3.2.3 Les écrans électrostatiques	13
I.3.2.4 Avantage et inconvénients du transformateur cuirassé	13
I.4 Transformateur ordinaire de phase.....	13
I.5 Transformateur immergé dans l'huile et transformateur sec	13
I.5.1 Transformateur à l'huile	14
I.5.2 Transformateur sec	14
I.6 Transformateurs triphasés	14
I.7 Les pertes dans le Transformateur.....	15
I.7.1 Pertes dans le Noyau Ferromagnétique	15
I.7.2 Pertes dans la Tôle et la Structure	15
I.7.3 Pertes Diélectriques	15
I.7.4 Pertes dans les Enroulements	16
I.8 L'échauffement	16

I.9	L'isolation	16
I.10	Principaux modèles des transformateurs de puissance	17
I.10.1	Les modèles analytiques.....	17
I.10.1.1	Modèle de Morched.....	17
I.10.1.2	Modèle de Leon	18
I.10.1.3	Modèle de Chimklai	19
I.10.1.4	Modèle de Gustavsen.....	21
I.10.1.5	Modèle d'Andrieu	21
I.10.1.6	Modèle de Noda	22
I.10.2	Les modèles numériques	23
I.10.2.1	Méthode des différences finies	23
I.10.2.2	Méthode des volumes finis.....	24
I.10.2.3	Méthode des éléments finis (MEF)	25
Conclusion		26

Chapitre II: Modélisation du transformateur de puissance

Introduction		27
II.1 Modèles électromagnétiques		27
II.1.1 Equations Electromagnétiques		27
II.1.1.1 Equations de Maxwell		27
II.1.1.2 Relations Constitutives des Matériaux.....		28
II.1.1.3 Conditions de Passage		28
II.1.1.4 Conditions aux limites spatiales et temporelles		29
II.1.1.5 Conditions de Jauge		29
II.1.1.6 Régime Harmonique et Etat Quasi Stationnaire		30
II.1.1.7 Bilan des Puissances Electromagnétiques		30
II.1.2 Différentes Formulations Electromagnétiques		31
II.1.2.1 Formulation en Potentiel Vecteur Magnétique A , V , A^*		32
II.1.2.2 Formulation en Champ Magnétique H		33
II.1.2.3 Formulation en Potentiel Vecteur Electrique $T - \Omega$		33
II.1.2.4 Formulation en Potentiel Scalaire Magnétique ϕ_t , ϕ_r		33

II.1.2.5 Synthèse du Choix des Formulations	34
II.1.2.6 Prise en Compte de la Saturation du Circuit Magnétique	35
II.2 Modèle Thermique	36
II.2.1 Synthèse des Différents Echanges	36
II.2.2 Equations de Transfert de Chaleur	36
II.2.2.1 Conduction	36
II.2.2.2 Convection.....	37
II.2.2.3 Rayonnement	37
II.3 Equation de Navier Stokes	38
II.4 Méthodes de Résolution	39
II.4.1 Résolution par la Méthode des Eléments Finis (MEF)	39
II.4.1.1 Principe de la méthode des éléments finis;.....	40
II.5 Résolution d'un Problème Magnétohydrodynamique (MHD)	40
Conclusion	42

Chapitre III: Applications

Introduction	43
III.1 Première application	43
III.1.1 Résultats et Discussions.....	45
III.2 Deuxième application	48
III.2.1 Etudes Electromagnétiques	54
III.2.2 Calcul des pertes joule dans les enroulements	55
III.2.3 Identification des propriétés électriques	55
III.3 Effet de la fréquence sur les paramètres électriques	56
III.3.1 Etudes Electromagnétiques	59
Conclusion	61
Conclusion générale	62
Référence	64

Nomenclature

- Nomenclature -

Nomenclature

Les variables définies en gras représentent des grandeurs vectorielles ou matricielles, tandis que les autres sont des scalaires. Les grandeurs entre crochet sont les unités dans le système MKSA et les valeurs entre les accolades sont les valeurs usuelles ou par défaut. Dans la suite du mémoire des termes dénommés U_i , V_i , W_i , Δ_i , Σ_i , etc..... seront utilisés pour désigner plus simplement un terme contenu dans une équation.

NOTATIONS LATINES

A, A* : Potentiel vecteur magnétique (* modifié) [T·m]

B : Induction magnétique [T]

C : Capacité [F]

C_p : Chaleur massique (pression constante) [J·kg⁻¹·°C⁻¹]

CT : Facteur de vue (rayonnement)

D : Induction électrique [C·m⁻²]

E : Champ électrique [V·m⁻¹]

f : Fréquence [Hz]

g : Accélération gravitationnelle {9.81} [m·s⁻²]

G_r : Nombre de Grashof

h : Rang harmonique

h_{cv} : Coefficient d'échange thermique par convection [W·m⁻²·K⁻¹]

h : Coefficient d'échange thermique par rayonnement [W·m⁻²·K⁻¹]

h_T : Coefficient d'échange thermique global [W·m⁻²·K⁻¹]

H, H0, h0 : Champ magnétique (vide, courant unitaire) [A·m⁻¹]

I, I_m : Courant (de magnétisation) [A]

j : Opérateur complexe { -1 }

J : Densité de courant [A·m⁻²]

K, K_{AC} : Facteur de déclassement, ou de pertes additionnelles

K' : Densité de courant superficielle et fictive [A·m⁻²]

Ln : Logarithme Népérien

m : Rapport de transformation

m_v : Masse volumique [kg·m⁻³]

M : Inductance mutuelle [H]

N_1, N_2 : Nombre de spire des enroulements primaire/secondaire

- Nomenclature -

p : Densité volumique de perte [$W \cdot m^{-3}$]
 P : Puissance active, pertes (fer, cuivre, diélectriques, vagabondes,...) [W]
 Q : Puissance réactive [Vars]
 R : Résistance [Ω], ou résidu (Newton-Raphson)
 Ra : Nombre de Rayleigh
 S : Puissance apparente [VA] ou exposant de Steinmetz (pertes fer)
 S : Potentiel vecteur [A]
 t : Temps [s]
 T : Température [$^{\circ}C$ ou K]
 T_x : Taux de remplissage matriciel (nombre d'éléments non nuls)
 $T, t0$: Potentiel vecteur électrique (courant unitaire) [$A \cdot m^{-1}$]
 U : Tension totale [V]
 V : Tension, Potentiel scalaire électrique [V]
 w : Coefficient de pondération
 X : Réactance [Ω]
 Z : Impédance [Ω]

NOTATIONS GRECOUES

ψ : Flux magnétique totale/élémentaire [Wb]
 ϕ, ϕ_0 : Phase électrique [$^{\circ}$ ou rad]
 ϕ_{cd} : Flux de puissance thermique par conduction [$W \cdot m^{-2}$]
 ϕ_{cv} : Flux de puissance thermique par convection [$W \cdot m^{-2}$]
 ϕ_{ray} : Flux de puissance thermique par rayonnement [$W \cdot m^{-2}$]
 $\phi \Gamma$: Flux de puissance thermique global à l'interface [$W \cdot m^{-2}$]
 φ, φ_{tr} : Potentiel scalaire magnétique total, réduit [A]
 λ : Conductivité thermique [$W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$]
 δ : Profondeur de pénétration ou épaisseur de peau [m]
 α : Coefficient de température {cuivre : 3.93×10^{-3} , aluminium 4.03×10^{-3} }
 α, α_{ij} : Fonction d'interpolation (MEF) {2D: $a_i + b_i x + c_i y$, 3D: $a_i + b_i x + c_i y + d_i z$,}
 αa : Diffusivité thermique de l'air [$m^2 \cdot s^{-1}$]
 βa : Coefficient d'expansion volumétrique et thermique de l'air [K^{-1}]
 $\varepsilon \Gamma$: Emissivité
 ε : Permittivité diélectrique absolue [$F \cdot m^{-1}$]

- Nomenclature -

ϵ_r : Permittivité diélectrique relative

ϵ_0 : Permittivité diélectrique du vide $\{1/36 \pi \cdot 10^9\}$ [F·m-1]

ϵ_{rr} : Erreur relative [%]

ξ : Racine d'un polynôme (Intégration numérique Gauss-Legendre)

μ : Perméabilité magnétique absolue [H·m-1]

μ_r : Perméabilité magnétique relative

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide ou de l'air $\{4\pi \times 10^{-7}\}$ [H·m-1]

ν_a : Viscosité cinématique de l'air [m²·s⁻¹]

ω : Pulsation $\{2\pi f\}$ [rad·s⁻¹]

ρ : Résistivité électrique {cuivre : 1.72×10^{-8} , aluminium 2.69×10^{-8} , à 0°C} [$\Omega \cdot m$]

ρ_e : Densité de charge électrique libre [C]

σ : Conductivité électrique $\{1/\rho\}$ [S·m⁻¹]

σ_{SB} : Constante de Stephan-Boltzmann $\{5.67 \times 10^{-8}\}$ [W·m⁻²·K⁻⁴]

θ : Angle [rad]

Ω : Domaine d'étude 2D/3D ou potentiel scalaire magnétique (MEF) [A]

Γ : Contour délimitant le domaine d'étude ou une des frontières de celui-ci

η : Rendement ou facteur d'espacement (homogénéisation thermique)

AUTRES NOTATIONS

Δu : Variation, écart

Σu : Somme

Πu : Produit

u : Nombre complexe (notation omise pour ne pas alourdir les équations)

u^* : Nombre complexe conjugué

$\mathcal{R}(u)$: Partie réelle d'un nombre complexe

$\mathcal{I}(u)$: Partie imaginaire d'un nombre complexe

$\nabla \times \mathbf{u}$: Opérateur différentiel : Rotationnel

$\nabla \cdot \mathbf{u}$: Opérateur différentiel : Divergence

∇u : Opérateur différentiel : Gradient

du : Dimension élémentaire (calcul intégral)

$F(u)$: Fonctionnelle

x, y, z : Repère de coordonnées cartésiennes

r, θ, z : Repère de coordonnées cylindriques

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Le développement technologique que le monde a connu ces dernières décennies, dans tous les secteurs que se soit en industrie, communication, agriculture, transport, ...etc., a augmenté la consommation totale de l'énergie électrique et les besoins en électricité ne cessent de croître.

Au-delà d'une certaine distance et/ou d'une certaine puissance, le transport d'énergie électrique doit se faire sous une tension suffisamment élevée. En effet, la puissance est le produit de la tension par le courant; pour une puissance donnée, plus la tension est élevée, plus le courant est faible. Il en résulte donc des pertes par effet Joule et des sections de conducteurs plus faibles.

Le transformateur est le composant permettant d'élever l'amplitude de la tension alternative disponible à la sortie de l'alternateur pour l'amener aux niveaux requis pour le transport. A l'autre bout de la chaîne, du côté des consommateurs, les transformateurs sont utilisés pour abaisser la tension et la ramener aux valeurs utilisées dans les réseaux de distribution.

Le transformateur triphasé joue un rôle fondamental dans le transport et la distribution de l'énergie électrique. Les alternateurs des centrales sont triphasés et la tension qu'ils produisent est relativement basse (environ 20 kV). Si l'on veut transporter l'énergie électrique a un faible cout en réduisant les pertes dans le transport, il faut absolument élever la tension. Pour ce faire, on utilise des transformateurs triphasés éleveurs pour que la tension de transport de l'énergie électrique soit plus élevée (soit 110, 220, 400 kV) [1]. De même, les utilisateurs de l'énergie électrique désirent recevoir une tension qui puisse être utilisée par leurs appareils électriques. Comme la tension de transport de l'énergie électrique est trop élevée, il faut donc l'abaisser. On utilise alors des transformateurs triphasés abaisseurs de tension.

Ce mémoire comprend trois chapitres, présentant la technologie des transformateurs de puissance haute tension installés dans le réseau de transport d'énergie et leur modélisation : Le premier chapitre a pour vocation de définir entièrement les transformateurs de puissance et leurs conceptions ainsi quelques modèles analytiques adaptés en haute fréquences après tout d'abord, un bref rappel initial sur leur l'historique.

Le deuxième chapitre porte à la fois la description et la modélisation des phénomènes intervenant au sein d'un transformateur par le développement de plusieurs modèles (formulations mathématiques) et numérique notamment, la méthode des éléments finis (MEF). Il porte aussi la modélisation d'un problème couplé magnétohydrodynamique (MHD) (électromagnétique, écoulement et thermique) lors d'un refroidissement du transformateurs à l'huile par un modèle en couplage fort basé sur la méthode des éléments finis.

Dans le dernier chapitre, les résultats obtenus pour quelques applications dans un transformateur de puissance, sur lequel notre modèle numérique sera implémenté et validé. Une conclusion générale fera la synthèse des principaux résultats obtenus et quelques perspectives.

Chapitre I :

Transformateur de puissance

Introduction

Le réseau électrique est constitué de plusieurs composants pour assurer une bonne transmission de l'énergie vers différents utilisateurs. Parmi ces composants, on trouve le transformateur. Ce dernier doit être dimensionné selon le besoin et selon les événements rencontrés.

L'accroissement des puissances en exploitation et l'amélioration des performances des appareils (tenue au choc de foudre, réduction des pertes en fonctionnement, possibilité de surcharger temporairement...) imposent d'affiner régulièrement le dimensionnement dans tous les domaines: électrique, magnétique, diélectrique, mécanique, acoustique et thermique. Ainsi, dans le domaine thermique, l'exploitant est intéressé de savoir si le transformateur, dimensionné pour un régime nominal, peut subir dans certains cas, des conditions dynamiques de surcharge sans nuire à la durée de vie de son appareil.

Le but de ce chapitre est de familiariser le lecteur avec le contenu de ce mémoire. Après une brève historique sur les transformateurs de puissance, nous présentons dans une première partie, les principaux éléments des transformateurs de puissance et son principe de fonctionnement. Ensuite nous spécifions dans cette étude les deux types les plus couramment utilisés dans les réseaux de transport d'énergie. Dans la seconde partie, les différentes pertes dissipées dans les différentes parties des transformateurs sont présentés suivi par un ensemble modèles trouvés dans les littératures permettent la modélisation des transformateurs de puissance qui sera l'objectif général des prochains chapitres.

I.1 Historique

Le premier système à circuit magnétique en fer est exposé par Lucien Gaulard et John Dixon Gibbs à Londres en 1882, qui le dénomment générateur secondaire. Après l'exposition, Gaulard et Gibbs vendent leur idée à la société américaine Westinghouse [1]. Ils présentent une nouvelle fois leur invention à Turin en 1884, où elle sera utilisée pour le système d'éclairage. Toutefois le rendement de leur appareil reste bas. [2]

Les bobines d'induction avec un circuit magnétique ouvert sont peu efficaces pour le transfert de puissance électrique. Jusque dans les années 1880, pour transférer de la puissance en courant alternatif depuis une source en haute-tension à des charges en basse tension on les connecte toutes en série. Des transformateurs à circuit ouvert avec un rapport proche de 1:1 ont alors leurs primaires branchés en série avec la source de tension et leurs secondaires branchés aux lampes. Le problème est que quand une lampe est allumée ou éteinte cela influe sur la

tension aux bornes de toutes les autres dans le circuit. Des transformateurs variables sont introduits pour régler ce problème, certains utilisent une modification de leur circuit magnétique voire détournent une partie du flux magnétique pour faire varier leur rapport de conversion [2].

En automne 1884, Károly Zipernowsky, Ottó Bláthy et Miksa Déri, trois ingénieurs associés à la société Ganz, sont venus à la conclusion que les circuits magnétiques ouverts ne sont pas la solution pour les usages pratiques et pour réguler la tension. Dans leur brevet de 1885, ils décrivent deux nouveaux types de transformateurs à circuit magnétique fermé. Dans le premier cas, les bobines de cuivre sont autour du circuit magnétique, on parle de transformateur à colonnes, dans le second c'est le circuit magnétique qui est autour des bobines, transformateur cuirassé [2]. Ces designs sont toujours en application de nos jours pour la construction des transformateurs.

Toujours en automne 1884, la société Ganz réalise le premier transformateur à haut rendement et le livre le 16 septembre 1884. Il possède les caractéristiques suivantes : 1 400 watts, 40 Hz, 120:72 V, 11,6:19,4 A, soit un rapport 1,67:1, monophasé et cuirassé. Dans les deux designs proposés, le flux magnétique circule du primaire au secondaire quasiment intégralement dans le circuit magnétique. Seule une très petite partie passe par l'air, c'est ce qu'on appelle le flux de fuite. Les nouveaux transformateurs sont 3,4 fois plus efficaces que celui à circuits magnétiques ouverts de Gaulard et Gibbs. Leur brevet contient deux autres innovations majeures : l'une concerne la connexion en parallèle des charges, en lieu et place des connexions série, l'autre imagine la possibilité de construire des transformateurs avec de nombreux tours de bobines permettant d'avoir une tension de transport de l'électricité différente de celle d'utilisation. Typiquement une valeur de 1 400 à 2 000 V est prévue pour le transport et 100 V pour l'usage [3].

Même si George Westinghouse a acquis les brevets de Gaulard et Gibbs en 1885, c'est la société Edison Electric Light Company qui obtient la licence pour la construction des transformateurs "Ganz" aux États-Unis. Westinghouse se trouve donc obligé d'utiliser une conception différente pour fabriquer ses transformateurs. Il confie la conception de ces nouveaux modèles à William Stanley [4].

Le premier brevet sur les transformateurs déposé par Stanley présente une construction avec un circuit magnétique en fer doux avec un entrefer ajustable permettant de réguler la tension au secondaire. Ce design est tout d'abord vendu aux États-Unis en 1886. Westinghouse veut améliorer le concept afin de le rendre plus simple à produire et donc moins cher. Cela amène à l'émergence d'un nouveau modèle dans lequel le noyau magnétique est constitué de

fines tôles séparées entre elles par des feuilles de papier ou d'autres matériaux isolants. Les bobines sont ensuite glissées autour des colonnes avant de refermer le circuit avec les tôles horizontales. Ce nouveau modèle est déposé au bureau des brevets en décembre 1886 par Stanley et définitivement breveté en juillet 1887 [5].

En 1889, le russe Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski construit le premier transformateur triphasé chez AEG, une société allemande.

Depuis lors, la technologie n'a pas changé fondamentalement. La tension s'est par contre accrue au même rythme que celle des réseaux. La puissance a, elle aussi, augmenté continuellement. Ainsi en 1942, le premier transformateur de tension 220 kV a une puissance de 120 MVA. En 1971, le transformateur le plus puissant a 300 MVA. En parallèle, les développements au niveau des tôles, avec notamment les tôles à grains orientés dans les années 1940, permet de réduire considérablement les pertes à vide : entre 1940 et 2005 elles diminuent d'environ 40 % pour des transformateurs équivalents.

Dans les années 1970, les transformateurs hermétiques sont inventés. À la même époque, la découpe des tôles à 45° s'impose. La découpe des tôles en chevauchement, dite « *step-lap* » est inventée par la suite. Le papier pré-compressé remplace également le papier normal.

En 1999, ABB utilise pour la première fois le polyéthylène réticulé pour isoler des transformateurs. On parle de transformateur de type sec.

La tendance en 2013, pour les transformateurs est de devenir plus acceptable écologiquement : utilisation d'huile biodégradable, réduction des émissions sonores, diminution des pertes. Pour plus de détails se reporter aux sections respectives : huile, bruit, pertes. Au niveau de la réduction des pertes l'utilisation de tôles en métal amorphe vitrifié, dans les transformateurs de distribution dans un premier temps, permet de réduire de manière significative les pertes fer.

I.2 Principaux Définitions et Composants du transformateur de puissance

I.2.1 Définitions

Le transformateur est un appareil électromagnétique statique destiné à transformer un courant alternatif primaire en un autre courant secondaire de même fréquence ayant dans le cas général d'autres caractéristiques en particulier, une autre tension et un autre courant.

Un transformateur se compose d'un noyau en tôles d'acier à transformateur, de deux ou de plusieurs enroulements à couplage électromagnétique et dans le cas particulier d'un autotransformateur, à couplage électrique. [6]

Selon le nombre d'enroulements, le transformateur est dit à deux, trois ou à plusieurs enroulements. Conformément au genre du courant on distingue, les transformateurs monophasés, triphasés et polyphasés. On entend par enroulement d'un transformateur polyphasé l'ensemble de tous les enroulements de phase de même tension reliés entre eux d'une certaine façon.

L'enroulement du transformateur auquel est amenée l'énergie du courant alternatif est appelé enroulement primaire et l'autre enroulement duquel l'énergie est prélevée est appelé enroulement secondaire. Conformément aux appellations des enroulements toutes les grandeurs qui se rapportent à l'enroulement primaire, par exemple la puissance, le courant, la résistance, etc., sont également appelées primaires et celles qui se rapportent à l'enroulement secondaire sont dites secondaires.

L'enroulement connecté au réseau à tension plus élevée est appelé enroulement de haute tension (HT) ; l'enroulement connecté au réseau de tension inférieure est appelé enroulement de basse tension (BT). Si la tension secondaire est inférieure à celle primaire le transformateur est appelé transformateur abaisseur, et lorsque cette tension est supérieure à la tension primaire le transformateur est dit transformateur élévateur.

On appelle transformateur à prises un transformateur dont les enroulements sont dotés des prises spéciales permettant de varier le rapport de transformation.

Pour prévenir l'action néfaste de l'air sur l'isolement des bobines et améliorer le refroidissement du transformateur on place son noyau avec les enroulements dans une cuve remplie d'huile à transformateur. Ces transformateurs sont appelés transformateurs dans l'huile. Ceux qui ne sont pas plongés dans l'huile sont appelés transformateurs secs.



Figure I.1 Transformateur de puissance dans un poste d'interconnexion

I.2.2 Composant associés au transformateur de puissance

D'une manière générale, un transformateur est constitué d'un circuit magnétique feuilleté et d'un ensemble de bobines séparées par des écrans électrostatiques qui entourent des noyaux

magnétiques. Chaque bobine formant le milieu conducteur est organisée en paquets de spires et chaque spire étant constituée de brins élémentaires. Les différents types de transformateurs se distinguent suivant la disposition géométrique de leurs constituants, de la forme de leur circuit magnétique et du type de refroidissement [7].

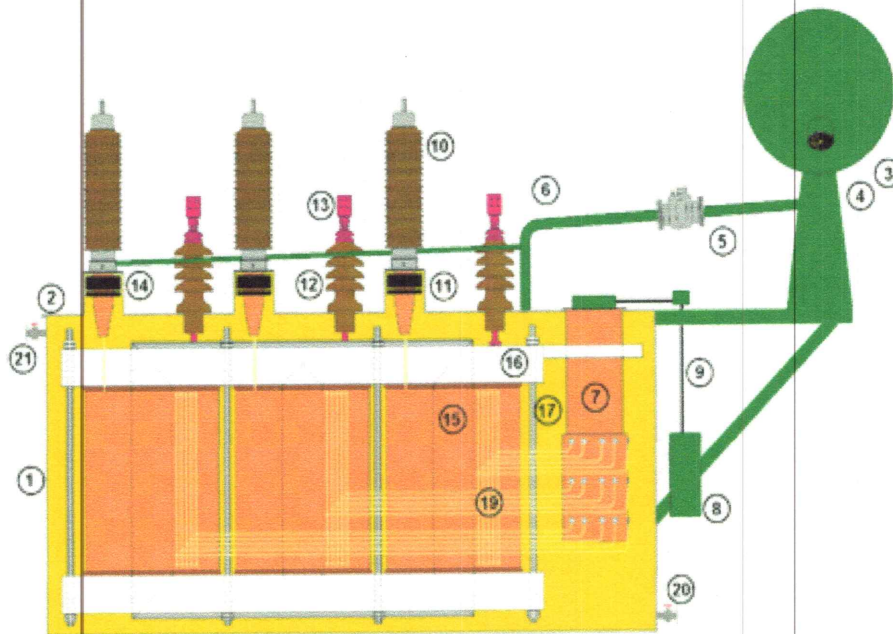


Figure I.2 Liste des parties et composants constituant un transformateur de puissance

En plus de son noyau magnétique, de ses enroulements et de son isolation, un transformateur dispose de nombreux composants secondaires. Certains sont indispensables comme un dispositif permettant la dilatation de l'huile (le conservateur est présenté ici), d'autres ne le sont pas comme le changeur de prises. Ceux présentés ici correspondent à un transformateur de puissance. Sur le schéma ci-contre sont représentés:

1. Cuve : est un récipient, généralement grand, métallique, ouvert vers le haut et utilisé pour le stockage de liquide (dans le transformateur pour le stockage d'huile).
2. Couvercle : est un élément mobile de forme plate servant à fermer un récipient ou un emballage. Il peut être amovible ou fixé au récipient par une charnière
3. Conservateur : est un réservoir d'huile surplombant le transformateur
4. Indicateur de niveau d'huile
5. Relais Buchholz : est un dispositif de sécurité monté sur les transformateurs et inductances de puissance à bain d'huile. Le relais Buchholz est utilisé sur ce

type de systèmes comme dispositif de protection sensible aux événements qui se produisent lors d'un défaut diélectrique (défaut d'isolement) à l'intérieur de l'équipement.

6. Tuyau d'huile
7. Changeur de prises : permet au transformateur de faire varier son rapport de conversion en jouant sur la valeur de l'inductance de ses enroulements (au primaire ou au secondaire)
8. Moteur électrique du changeur de prises
9. Transmission mécanique du changeur de prises
10. Traversée du primaire : permettent de lier les enroulements du transformateur aux lignes électriques
11. Dôme avec transformateurs de courant à l'intérieur
12. Traversée du secondaire : permettent de lier les enroulements du transformateur aux lignes électriques sans risque de décharge électrique entre les phases et la cuve du transformateur
13. Connexion du secondaire avec l'extérieur
14. Dôme avec transformateurs de courant à l'intérieur
15. Enroulements
16. Noyau magnétique : est un circuit généralement réalisé en matériau ferromagnétique au travers duquel circule un flux de champ magnétique.
17. Le champ magnétique est généralement créé soit par des enroulements enserrant le circuit magnétique et traversés par des courants, soit par des aimants contenus dans le circuit magnétique.
18. Élément mécanique maintenant le noyau magnétique et les enroulements ensemble exerçant une force de compression
19. (non représenté)
20. Connexion du changeur de prises aux enroulements
21. Robinet d'huile
22. Robinet d'air

I.2.3 Principe de fonctionnement

En vertu de la loi de Faraday, lorsqu'un flux d'induction magnétique variable Φ circule dans le circuit magnétique, il induit dans chacun des enroulements une force électromotrice

proportionnelle dans le temps aux taux de changement ($d\Phi / dt$) et au nombre de spire que comporte cet enroulement.

Lorsque le primaire est alimenté par une source alternative, il circule dans le circuit magnétique un flux également alternatif dont l'amplitude dépend du nombre de spires du primaire et de la tension appliquée. Ce flux induit dans l'enroulement secondaire une tension proportionnelle au nombre de spires du secondaire. La fermeture du secondaire sur une charge provoque la circulation du courant secondaire.

Le noyau magnétique fournit un chemin de canalisation de flux magnétique tel que montré par la figure (I.3)

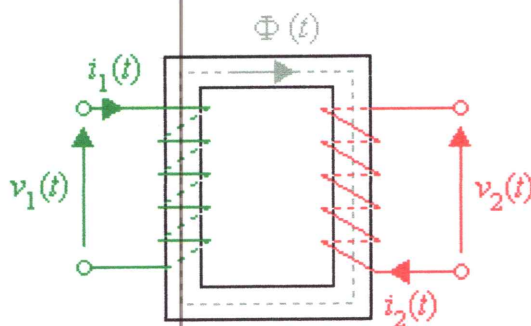


Figure I.3 Circuits magnétiques et électriques liés

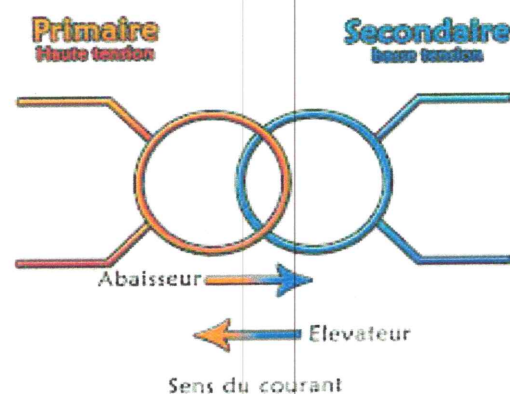


Figure I.4 Symbole de transformateur

I.3 Différents types de transformateurs

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

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

I.3.1 Transformateur à colonnes

Le transformateur à colonnes est constitué de deux enroulements concentriques par phase. Ces enroulements sont montés sur un noyau ferromagnétique qui se ferme à ses extrémités via des culasses généralement de sections circulaires afin d'assurer une bonne canalisation du flux magnétique. Dans cette technologie, ce sont les enroulements qui entourent le circuit magnétique (figure I.5).

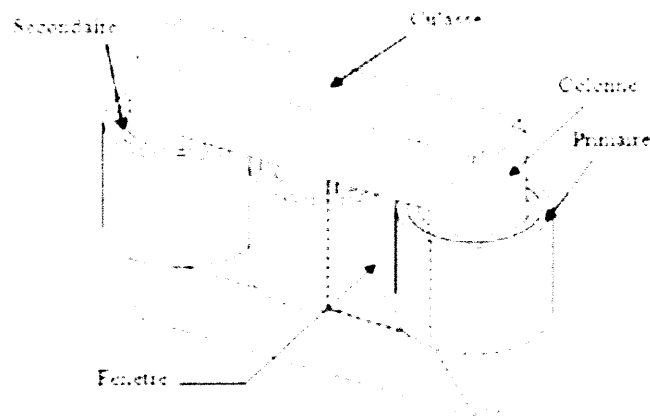


Figure I.5 transformateur à colonnes

I.3.1.1 Les enroulements

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

I.3.1.2 Le Circuit magnétique

Le noyau est composé d'un empilage de tôles ferromagnétiques à cristaux orientés, isolées électriquement entre elles afin de réduire les pertes par courants de Foucault. Les tôles de circuit magnétique de type (Fe-Si), à grain orienté laminé à froid, ont une épaisseur qui varie de 0.15mm à 0.3mm [9]. Des joints enchevêtrés et orthogonaux effectuent la liaison entre les colonnes et les culasses sur les transformateurs de petite puissance. Ces joints qui constituent une succession de stratifications jouent un rôle important dans la performance du noyau afin d'obtenir une stabilité mécanique plus élevée, et diminuent également le bruit des vibrations pendant le fonctionnement du transformateur [10] [11].

L'espace délimité par deux colonnes successives et les culasses est dénommé "fenêtre magnétique" et accueille donc les bobinages [8].

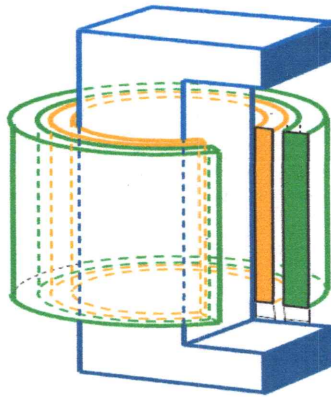


Figure I.6 Enroulement de transformateur type colonne

I.3.1.3 Limitations des transformateurs à colonnes

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

I.3.2 Transformateur cuirassé

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

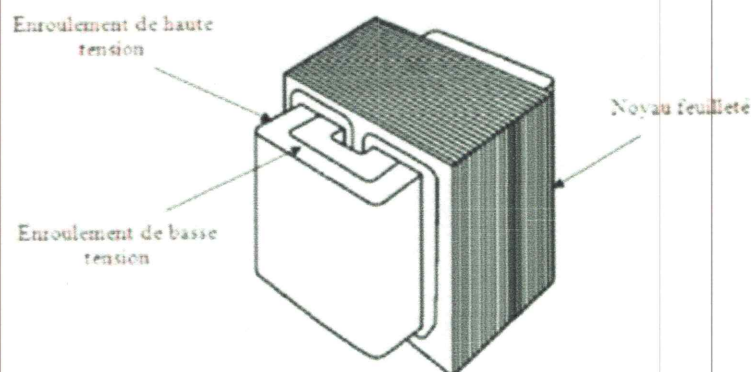


Figure I.7 transformateur type cuirassé

Ces transformateurs sont utilisés au sein des réseaux de transport et de répartitions où les surtensions transitoires sont fréquentes. Dans cet environnement, ils doivent se prémunir des

effets néfastes de ces surtension sur les enroulements. Pour cela des écrans sont utilisés afin de réduire les contraintes liées aux champs électriques dans les bobinages.

I.3.2.1 Les enroulements

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

En outre, cette topologie offre l'avantage d'engendrer des forces en opposition entre chaque galette lors de court-circuit [6].

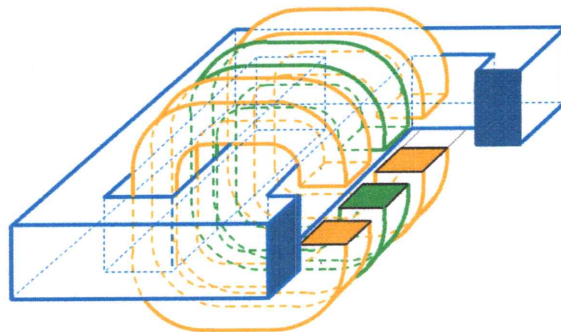


Figure I.8 Enroulement de transformateur type cuirassé

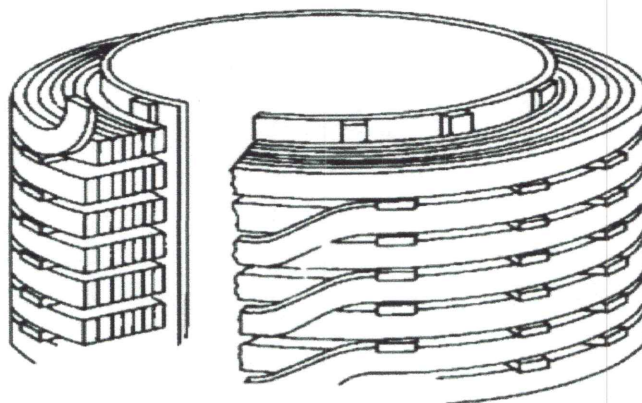


Figure I.9 Construction des enroulements en galettes

I.3.2.2 La Cuve

En plus de son rôle de réservoir au liquide diélectrique, la cuve assure le maintien mécanique du circuit magnétique et des enroulements. Elle épouse naturellement le contour de la partie active et minimise ainsi le volume d'huile donc également les coûts et la masse du transformateur. Enfin, à la base de celle-ci des shunts magnétiques permettent de canaliser partiellement les flux de fuites.

I.3.2.3 Les écrans électrostatiques

Des feuilles métalliques à haute résistivité et de faible épaisseur sont employées pour réduire les contraintes entre les spires.

Celles-ci sont insérées entre les feuilles isolantes des bobines haute tension. L'effet capacitif, uniformément distribué de cette manière permet alors de mieux répartir la tension sur toute la longueur de la bobine lors d'une onde de choc.

I.3.2.4 Avantages et inconvénients du transformateur cuirassé

Le transformateur cuirassé possède un circuit magnétique plus court, ce qui permet d'avoir un courant à vide relatif plus faible et ses enroulements sont plus simples car le nombre de spires est moins grand vu que la section du noyau dans un transformateur cuirassé peut être plus grande que dans le transformateur à colonnes.

Mais il présente aussi certains inconvénients : ses enroulements sont moins accessibles à l'agent refroidissant, l'examen et la réparation sont plus difficiles et demande d'avantage de matériaux isolants pour la haute tension.

I.4 Transformateur ordinaire de phase

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

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

I.5 Transformateur immergé dans l'huile et transformateur sec

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

I.5.1 Transformateur à l'huile

Pour prévenir l'action néfaste de l'air sur l'isolation des bobines et améliorer le refroidissement du transformateur, on place le noyau magnétique avec les enroulements dans une cuve remplie d'huile minérale.

Malgré ces propriétés avantageuses, l'huile de transformateurs a deux défauts principaux : elle est inflammable et sa vapeur forme avec l'air dans certaines conditions un mélange explosif.

En plus de son rôle de réservoir au liquide diélectrique, la cuve assure le maintien mécanique du circuit magnétique et des enroulements.

La construction de la cuve généralement de forme ovale est liée au calcul thermique du transformateur. Le refroidissement du transformateur est d'autant plus difficile à réaliser que la puissance du transformateur est grande.

La cuve est tapissée de shunts magnétiques, dont on distingue deux types :

- Les shunts magnétiques formés d'un empilement de tôles magnétiques semblable au noyau et qui canalise le flux de fuite.
- Les shunts amagnétiques plus économiques, constitués de plaque de cuivre ou aluminium ayant pour rôle de repousser le flux de fuite.

I.5.2 Transformateur sec

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

Des résines ont été développées pour résister aux tensions électriques et aux contraintes mécaniques, thermiques qui apparaissent dans un transformateur en service. L'aspect favorable est son comportement non inflammable et léger.

Ce genre de transformateur est le plus appropriés pour la distribution de l'électricité en degré élevé de sûreté [12].

I.6 Transformateurs triphasés

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

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

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

I.7 Les pertes dans le Transformateur

Les déperditions sont classifiées de différentes façons. Il est en effet possible de les différencier selon le mode de fonctionnement, ou le domaine physique dans lequel elles interviennent. Dans le premier cas, on parle des pertes à vides et en charges. En se basant sur le deuxième choix, il est possible de distinguer les "pertes fer" dans le noyau ferromagnétique et les "pertes cuivre" dans les enroulements. A celles-ci il faut rajouter les "pertes vagabondes ou parasites" localisées dans la tôle, les brides de serrage et les autres parties métalliques de la structure, mais également les pertes dans les matériaux diélectriques souvent négligeables. Il est à noter que cette notion de "pertes vagabondes" peut inclure, selon les auteurs, celles additionnelles dans les enroulements [6].

I.7.1 Pertes dans le Noyau Ferromagnétique

La modélisation des pertes fer relève de phénomènes physiques complexes, où de multiples paramètres interviennent. Un essai à vide réalisé à la fréquence nominale permet la détermination des pertes fer.

I.7.2 Pertes dans la Tôle et la Structure

Les pertes vagabondes croissent logiquement au fur et à mesure que la puissance du transformateur augmente, alors que leur rapport aux autres pertes en charge lui diminue. Cette dépendance et ce rapport peuvent être approchés par des fonctions polynomiales respectivement d'ordre deux et d'ordre fractionnaire.

I.7.3 Pertes Diélectriques

Les pertes diélectriques sont pour la plupart du temps négligeables par rapport aux autres pertes. Ces pertes sont dues à des courants de déplacement dans les isolants. Les pertes diélectriques peuvent être modélisées par un réseau de résistances et de condensateurs en cascade et en parallèle.

I.7.4 Pertes dans les Enroulements

Les pertes dans les enroulements, majoritairement responsables de l'échauffement en régime sinusoïdal, prennent encore plus d'importance dans le cas de l'alimentation de charges non linéaires. L'augmentation de résistance due aux effets pelliculaire et de proximité peut être modélisée au travers d'une composante résistive dépendante de la fréquence et de la température.

I.8 L'échauffement

La puissance nominale du transformateur est limitée par son aptitude à dissiper les pertes intrinsèques. Dès lors, la classe d'isolation thermique des isolants employés doit être choisie en adéquation avec les températures prévisibles atteintes.

La mesure de la température moyenne d'un enroulement reste relativement accessible. Et contrairement, il est beaucoup plus difficile de mesurer la température du point chaud, ou la distribution axiale et radiale de température. Certaines formules empiriques permettent d'évaluer plus ou moins précisément ces températures mais deviennent inadaptées dans le cas de l'alimentation de charges non linéaires. Une modélisation appropriée doit permettre de vérifier l'adéquation entre les limitations liées aux classes d'isolation utilisées et les températures des milieux diélectriques en régime permanent.

I.9 L'isolation

On distingue l'isolation principale et longitudinale.

- L'isolation principale comprend : l'isolation entre bobinage, entre bobine et circuit magnétique et entre bobine et bac.

L'isolation principale est assurée par de l'huile et des écrans (cartons isolants). Le bac étant remplie d'huile.

- L'isolation longitudinale comprend l'isolation entre spires et entre couches d'une même bobine.

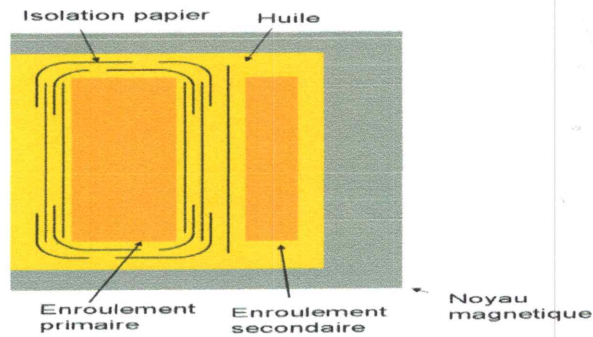


Figure I.10 Isolation papier et l'huile

I.10 Principaux modèles des transformateurs de puissance

I.10.1 Les modèles analytiques

I.10.1.1 Modèle de Morched

Ce modèle est utilisé dans EMTP pour modéliser le transformateur en HF [13]. Il appartient au deuxième type de modèle. Supposons un transformateur de n bornes (y compris HT et BT), l'équation matricielle qui relie les tensions et les courants des bornes est (I.1) ou sous la forme réduite (I.2)

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \dots & Y_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_n \end{pmatrix} \tag{I.1}$$

Où

$$[Y][V] = [I] \tag{I.2}$$

Avec [Y] : matrice de conductance, dont les éléments sont complexes, et dépendants de la fréquence.

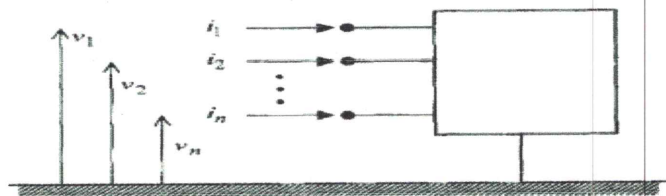


Figure I.9 Modèle d'un transformateur considéré Comme une boîte noire de n bornes

Dans ce modèle, chaque élément de matrice des conductances est approximé avec une fonction rationnelle qui a les pôles et les zéros réels et complexes conjugués. Ensuite ces fonctions rationnelles seront synthétisées par des circuits R, L, C (figure I.11).

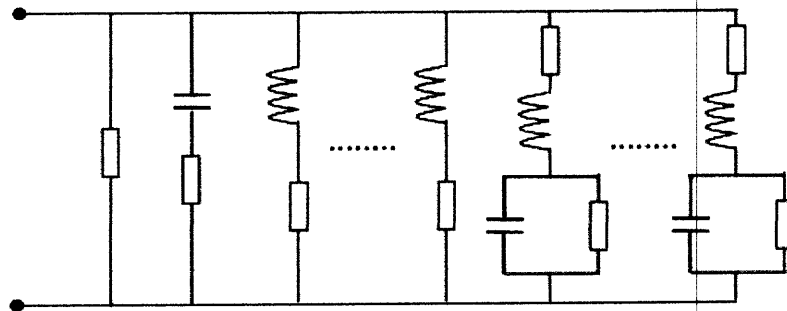


Figure I.11 Circuit équivalent pour un élément de la matrice de l'inductance

Ensuite le circuit équivalent sera établi pour pouvoir être introduit dans EMTP. Cependant, pour diminuer le calcul, ce modèle a fait une hypothèse simplificatrice en considérant que matrice $[Y]$ est symétrique, ce qui n'est pas toujours valable. De plus, une autre difficulté provient de la détermination des éléments de la matrice $[Y]$ qui est aussi compliquée lors qu'elle est réalisée en HF. L'avantage de ce modèle est qu'il nous permet de modéliser tous les types de transformateur à condition d'avoir les valeurs de matrice de conductance.

I.10.1.2 Modèle de Leon [14]

Ce modèle permet de modéliser en détail les enroulements et le noyau de fer. Pour les enroulements, les éléments suivants sont calculés :

- une matrice d'inductance de fuite entre les paires de spires (ou sections/galettes)
- une matrice de capacités entre les spires (ou sections/galettes) et entre les spires et la masse.
- une matrice de résistance, qui dépend de la fréquence et qui tient en compte des courants de Foucault.

Pour chaque colonne un système de trois matrices comme ci-dessus est calculé et puis est transformé sous forme d'une équation d'état. Ensuite un circuit de Foster en série (figure I.12) sera élaboré à partir de cette équation pour approximer la caractéristique de l'enroulement sur chaque colonne.

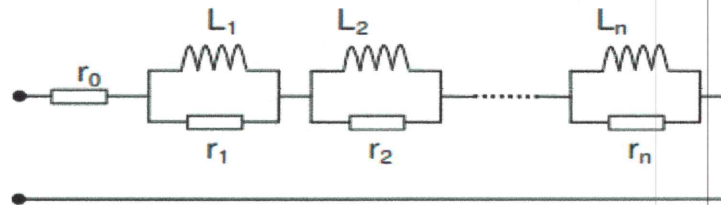


Figure I.12 Circuit de Foster en série

Pour le noyau de fer, l'effet des courants de Foucault est modélisé par un circuit de Cauer [15] (figure I.13)

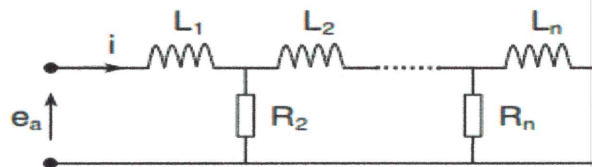


Figure I.13 Modèle de Cauer pour le noyau de fer

Ce modèle, qui ne tient pas compte de l'inductance mutuelle dans l'air entre les enroulements, nous permet quand même de modéliser le transformateur par un circuit équivalent. Pourtant, il reste encore assez compliqué en raison de calculs analytiques et des transformations en circuit équivalent.

I.10.1.3 Modèle de Chimklai [16]

Dans ce modèle, les auteurs ont proposé une méthode simple pour modéliser un transformateur de puissance [16]. Ce modèle (figure I.14) se base sur le modèle classique (à 50Hz) du transformateur. Ensuite pour modéliser le transformateur en HF, les capacités et les circuits R, L, C seront synthétisés par les mesures et seront rajoutés dans le circuit du modèle classique. En effet, chaque circuit rajouté représentera un phénomène qui se produit en HF. Les capacités représentent les phénomènes électrostatiques de l'enroulement, les circuits R, L, C représentent les phénomènes magnétiques dans le noyau de fer, etc. Cette idée est la base pour établir plusieurs modèles qui sont développés après,



et nous choisirons aussi cette méthode pour modéliser le transformateur en raison de son efficacité et de sa simplicité.

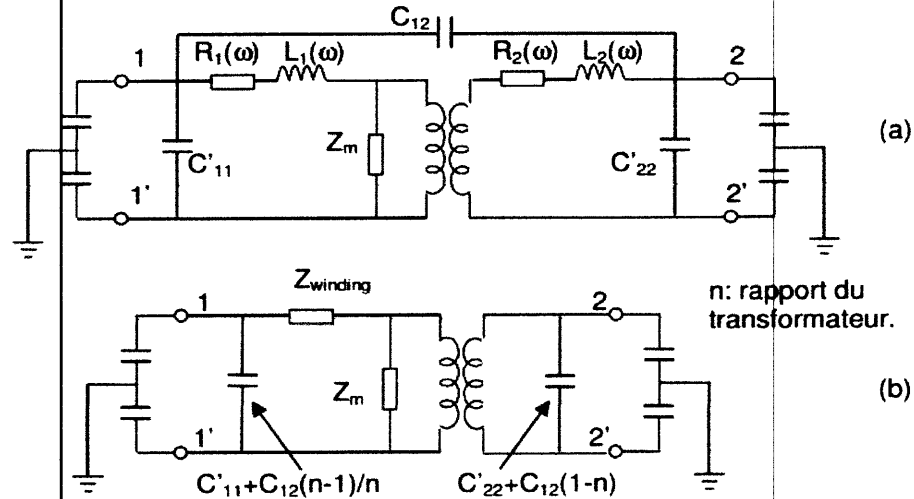


Figure I.14 Modèle du transformateur de Chimklai.

(a) circuit d'origine, (b) circuit simplifié

Dans ce travail, l'auteur se base sur un modèle classique à 50Hz, qui comporte un transformateur idéal, la résistance et l'inductance de l'enroulement, et l'impédance magnétisante. L'extension à un modèle HF se réalise par :

- la considération de la dépendance en fréquence de la résistance et de l'inductance de l'enroulement, dites l'impédance de l'enroulement ($Z_{winding}$) comme dans la figure I.15 Cette impédance est synthétisée par une méthode d'approximation non linéaire pour obtenir un R, L, C circuit comme dans la fig. ci-dessous.

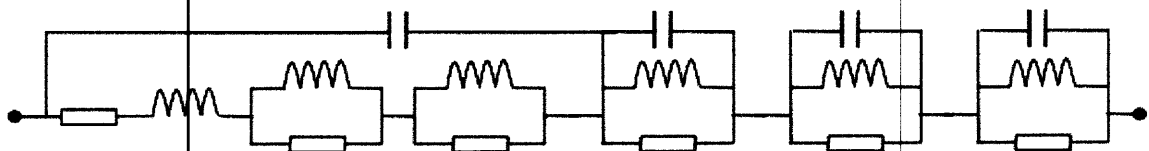


Figure I.15 Impédance de l'enroulement $Z_{winding}$

- le rajout d'un système de capacités dont capacité entre les enroulements, capacité entre l'enroulement et la masse, capacité entre les spires d'un enroulement, capacité entre l'extérieur d'un enroulement et l'extérieur d'un autre. Elles sont toutes supposées constantes dans la gamme de fréquence étudiée. Toutes ces capacités,

sauf la capacité entre les spires d'un enroulement, peuvent être divisées en deux dont chacune est connectée à une extrémité de l'enroulement.

Ces travaux nous donnent une bonne base pour développer nos modélisations du transformateur en HF. Pourtant, il reste encore des limites : il considère que les phases sont symétriques, la fréquence jusqu'à laquelle le modèle reste valable est de 1 00 kHz.

I.10.1.4 Modèle de Gustavsen

Ce modèle suit le principe de celui Morched, en considérant le transformateur comme une boîte noire [17]. La différence est la méthode d'approximation des éléments de la matrice d'inductance. Dans ce modèle les auteurs ont développé une méthode, dite « vector fitting » pour approximer chaque élément par un circuit R, L, C équivalent. Le code d'approximation pour ce modèle est distribué gratuitement et permet de faire la simulation de façon simple et efficace. Les avantages et désavantages de ce modèle restent les mêmes que ceux du modèle de Morched, c'est la difficulté des mesures pour obtenir la matrice d'inductance, qui est très délicate en HF.

I.10.1.5 Modèle d'Andrieu [17] [18]

Dans ce travail, les auteurs ont développé un modèle d'un transformateur de distribution triphasé à deux enroulements par des principes comme dans le modèle de Chimklai (figure I.15). Pour modéliser le transformateur en HF, les phénomènes suivants sont pris en compte:

- les capacités
- les résonances en HT
- l'impédance de l'enroulement de BT, dépendant la fréquence (ZCC)

L'auteur a également proposé une procédure, dans laquelle les mesures nécessaires sont fixées pour développer un modèle à HF. Ces mesures sont les mesures des capacités, les mesures en court-circuit et les mesures en circuit ouvert.

Mais la fréquence limite dans laquelle le modèle reste valable est inférieure à 1 MHz ; pour une fréquence plus haute on montre des désaccords entre le résultat de la simulation et la mesure.

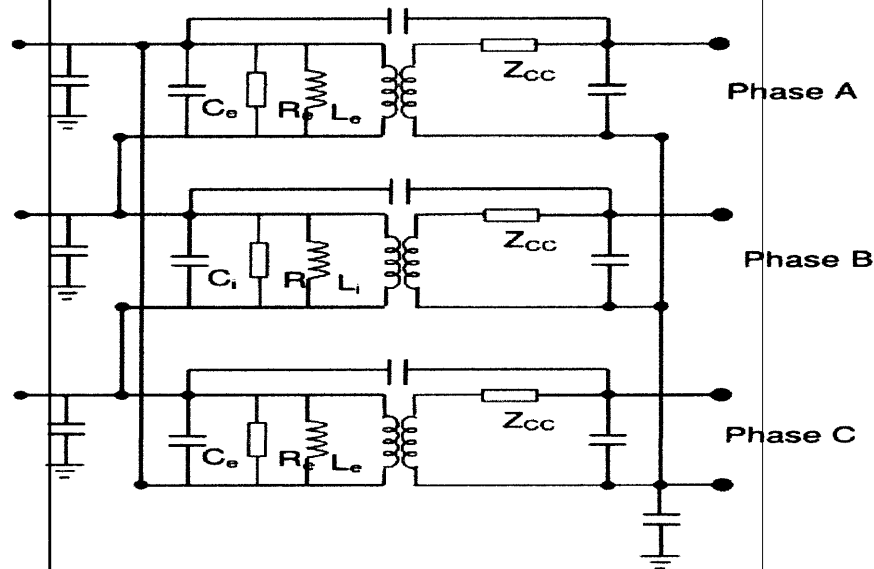
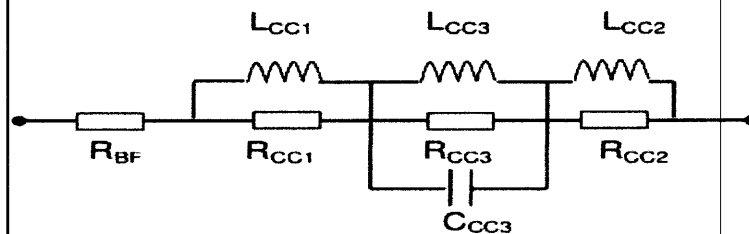


Figure I.16 Modèle d'Andrieu

Le circuit équivalent de l'impédance Z_{CC} est montré dans la figure I.17 :

Figure I.17 Impédance Z_{cc}

I.10.1.6 Modèle de Noda [19]

Les auteurs montrent le développement d'un modèle du transformateur de puissance en HF. Ce modèle suit le principe de celui de Chimklai. Donc à partir de modèle à 50Hz, en HF il tient en compte de:

- Capacités entre les enroulements, et entre les enroulements et la masse (C_{s1} , C_{s2} , C_{sm})
- Effet de peau du conducteur et du noyau de fer (Z_{skin})
- Résonances créées par les inductances de l'enroulement et capacités entre les spires (Y_1 , Z_2)

Chaque phénomène sera représenté par un circuit équivalent. Le modèle complet est montré dans la figure I.18.

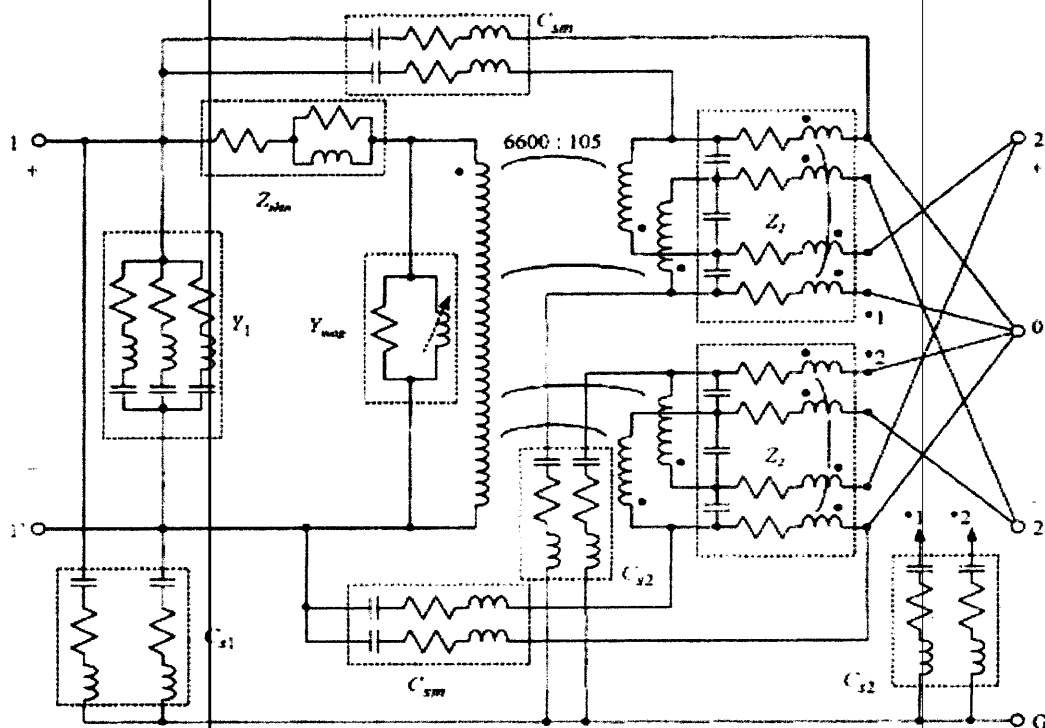


Figure I.18 Modèle de Noda

Ce travail a donné un bon résultat sur la modélisation du transformateur en HF. Il a montré des méthodes simples pour synthétiser les circuits équivalents représentant les phénomènes comme les résonances, ou les capacités. Mais en raison de la structure particulière monophasée, la disposition particulière de l'enroulement de BT (divisée en quatre), le modèle reste encore difficile à appliquer.

I.10.2 Les modèles numériques

Sont des méthodes qui résolvent directement les équations différentielles. Le domaine discrétisé sera caractérisé par un certain nombre de points nodaux ou les fonctions inconnues seront évaluées.

Avec le développement des ordinateurs ces méthodes trouvent un large champ d'utilisation. Les plus couramment utilisées, nous citons la méthode des différences finies, la méthode des volumes finis et celle des éléments finis a pour objets de ce chapitre.

I.10.2.1 Méthode des différences finies

La MDF est basée sur la technique de développement en séries de Taylor qui permettent d'approximer la valeur d'une fonction en un point donnée, si on connaît la valeur de la dite

fonction ainsi que toute ses dérivées en un point voisin en espace au en temps. Cette technique permet de développer des schémas pour remplacer la dérivée première, seconde et troisième des équations à dérivées partielles (EDP), pour pouvoir envisager une solution numérique par un ordinateur.

Pour obtenir une solution numérique, il faut tout d'abord définir un domaine virtuel constitué par un ensemble de points discret appelé domaine de calcul. Les valeurs instantanées et locales des variables dépendantes du problème sont définies sur l'ensemble des points de ce domaine de calcul, la figure (I.19) représente le détail du maillage structuré d'un domaine bidimensionnel (2D).

L'étape suivante consiste à approximer ou à remplacer toutes les dérivées partielles par des schémas discrets (différence finie). L'EDP sera transférée en équation algébrique, cette équation algébrique est ensuite appliquée sur l'ensemble des nœuds du maillage. Le résultat sera un système d'équations comportant autant d'équation que l'inconnue (Nœuds).

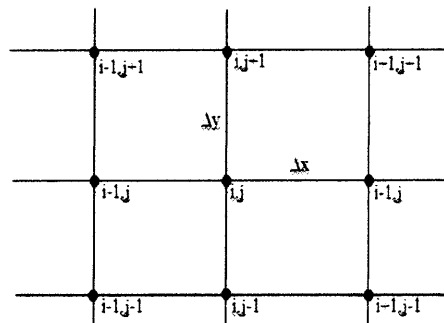


Figure I.19 Maillage structuré 2D.

I.10.2.2 Méthode des volumes finis

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

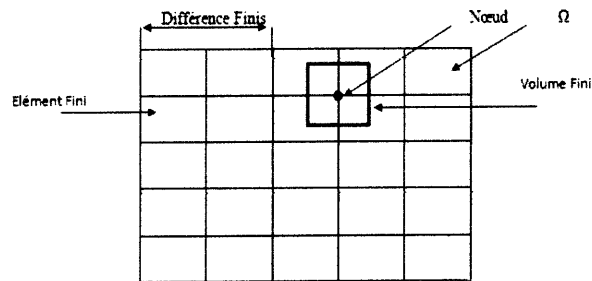


Figure I.20 Maillage du domaine d'étude en volume fini.

L'équation différentielle est projetée sur une fonction de projection bien déterminée et ensuite intégrée dans chacun des volumes élémentaires pour calculer l'intégrale dans le volume élémentaire, la fonction inconnue est représentée à l'aide d'une fonction d'approximation (linéaire, parabolique, puissance, exponentielle.....Ets, entre deux nœuds consécutifs.

Ensuite, la forme intégrale est discrétisée dans le domaine d'étude.

L'équation discrétisée de cette façon exprime le principe de conservation pour l'inconnu dans l'élément de volume et la solution obtenue est constituée uniquement par les valeurs nodales. Cette méthode est utilisée, en particulier en mécanique des fluides (équation d'écoulement) où elle est apparue depuis une vingtaine d'année, sa procédure donne une solution plus précise que celle fournie par la MDF. L'équation discrète obtenue exprime le principe de conservation de la fonction sur le volume de centrale [11].

I.10.2.3 Méthode des éléments finis (MEF)

La méthode des éléments finis (MÉF, ou FEM pour finite elements method) est utilisée pour résoudre numériquement des équations aux dérivées partielles. Celles-ci peuvent par exemple représenter analytiquement le comportement dynamique de certains systèmes physiques (mécaniques, thermodynamiques, acoustiques, etc.).

Concrètement, cela permet par exemple de calculer *numériquement* le comportement d'objets même très complexes, à condition qu'ils soient continus et décrits par une équation aux dérivées partielles linéaire : mouvement d'une corde secouée par l'un de ses bouts, comportement d'un fluide arrivant à grande vitesse sur un obstacle, déformation d'une structure métallique...

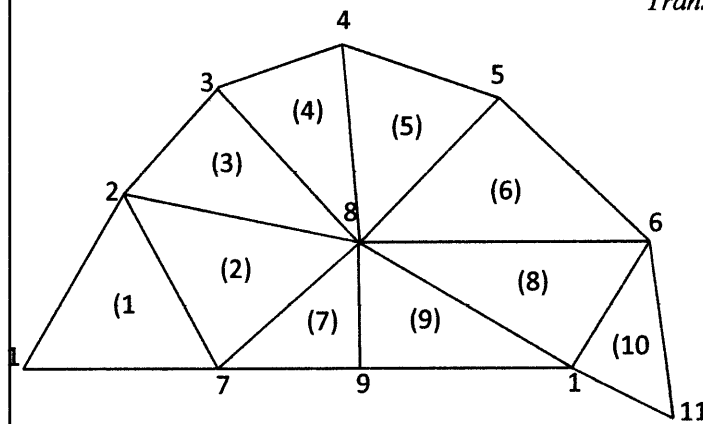


Figure I.21 Un domaine d'étude discrétisé en élément finis.

Conclusion

Ce chapitre était consacré aux principales technologies des transformateurs de puissance. L'intérêt industriel des transformateurs de puissance se traduit par une grande variété d'application et d'importance (transformation et interconnexion). Les éléments principaux des transformateurs, les types les plus importants leurs pertes ainsi que divers modèles sont présentés. L'approche de modélisation est bien évidemment applicable en phase de conception et d'optimisation. Le chapitre suivant décrit en détail les différentes équations modélisant quelques phénomènes multiphysiques interviennent au sein des transformateurs de puissance et la méthode choisie pour la résolution de ces équations.

**Chapitre II:
Modélisation des
transformateurs de
puissance**

Introduction

Ce chapitre nous conduit à étudier les phénomènes multiphysiques (électromagnétiques, thermique,...) l'interaction entre eux au sein des transformateurs de puissance. Nous présentons, dans un premier temps, les bases mathématiques des équations électromagnétiques et thermiques ainsi d'écoulement (étude thermodynamique de refroidissement).

Différentes formulations ont été élaborées dans la littérature pour résoudre ces équations. Parmi ces formulations, nous décrivons celles qui sont les mieux adaptées à la modélisation des transformateurs tel que en potentiel vecteur magnétique et scalaire électrique ($A-V$). Dans second temps, nous présentons de manière synthétique les différents échanges de chaleur intervenant dans un transformateur ainsi que les lois qui s'y réfèrent. Pour bien apprécier le mécanisme de refroidissement dans les transformateurs de puissance (à l'huile), une étude d'un problème couplé magnétohydrodynamique (MHD) est nécessaire. Une méthode de résolution dite éléments finis et le couplage fort MHD sont présentés.

II.1 Modèles Electromagnétiques

Ces modèles décrivent les lois et le formalisme de l'interaction entre les grandeurs électromagnétiques et le matériau. Ce formalisme conduit souvent à des équations aux dérivées partielles nécessitant une méthode de résolution.

II.1.1 Equations Electromagnétiques

Les variations temporelles et spatiales des grandeurs électromagnétiques sont régies par les équations de Maxwell [21]. Celles-ci s'appliquent sur les grandeurs électriques et magnétiques que sont : le champ magnétique H , le champ électrique E , l'induction magnétique B , le déplacement ou induction électrique D , les densités de courant J et les densités de charges électriques libres ρ_e .

II.1.1.1 Equations de Maxwell

Les ondes électromagnétiques et plus généralement les lois de l'électricité sont régies par quatre lois locales fondamentales :

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (\text{Equation d'Ampère}) \quad (\text{II.1})$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (\text{Equation de Faraday}) \quad (\text{II.2})$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (\text{Equation de conservation du flux magnétique}) \quad (\text{II.3})$$

$$\nabla \cdot D = \rho_e \quad (\text{Equation de Gauss : Conservation de charge électrique}) \quad (\text{II.4})$$

Si la densité de charge ρ_e est nulle, l'équation (II.4) est remplacée par la loi de conservation de courant exprimée par :

$$\nabla \cdot J = 0 \quad (\text{II.5})$$

Les relations constitutives des matériaux et les conditions de passage complètent ces équations.

II.1.1.2 Relations Constitutives des Matériaux

En considérant que les champs varient lentement dans le temps, ces relations se limitent aux premiers termes de leurs développements respectifs en série de Taylor :

$$D = \varepsilon \cdot E = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot E \quad (\text{II.6})$$

$$B = \mu H + B_r = \mu_0 \mu_r H + B_r \quad (\text{II.7})$$

$$J = J_0 + \sigma E + \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (\text{II.8})$$

ε , μ , σ représente respectivement la permittivité électrique, la perméabilité magnétique et la conductivité électrique du matériau. B_r représente l'induction rémanente due au cycle d'hystérésis et sera négligée par la nature "douce" du matériau ferromagnétique utilisé dans les transformateurs. J_0 est la source de densité du courant.

II.1.1.3 Conditions de Passage

Les grandeurs électromagnétiques pourraient être discontinues à l'interface entre deux milieux de propriétés différentes. Les conditions de passage (ou de transmission) permettent alors d'exprimer les relations entre deux grandeurs U_1 et U_2 sur ces frontières.

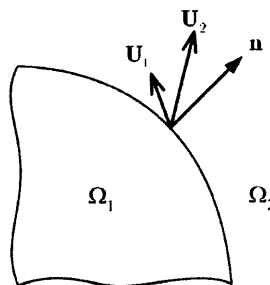


Figure II.1 Interface entre deux milieux

$$n.(D_2-D_1) = \rho_s \quad (\text{II.9})$$

$$n.(B_2- B_1) = 0 \quad (\text{II.10})$$

$$n \times (E_2- E_1) = 0 \quad (\text{II.11})$$

$$n \times (H_2- H_1) = K_s \quad (\text{II.12})$$

K_s et ρ_s sont respectivement les densités de courant et de charges surfaciques et n la normale unitaire à l'interface orientée du milieu d'indice 1 vers celui d'indice 2 (figure II.1).

Pour K_s et ρ_s négligeable, les équations ci-dessus expriment une conservation des composantes normale ou tangentielle des champs associés à l'interface.

Au-delà des milieux traversés par les ondes, le domaine d'étude n'est pas infini et nécessite l'emploi de conditions supplémentaires à ses frontières.

II.1.1.4 Conditions aux limites spatiales et temporelles

Les valeurs d'un champ U aux frontières peuvent satisfaire principalement deux conditions simples, voire des formulations particulières [22]. Ainsi aux limites du domaine, ce champ peut être soit normal (domaine symétrique) (II.13), soit de valeur connue (II.14), ce qui se traduit par :

$$\text{Condition de Neumann : } \frac{\partial U}{\partial n} = 0 \quad (\text{II.13})$$

$$\text{Condition de Dirichlet : } U \cdot n = 0 \quad (\text{II.14})$$

Les conditions aux limites temporelles sont en général fixées à des valeurs nulles à l'instant initial.

II.1.1.5 Conditions de Jauge

Les relations constitutives des matériaux, les conditions de passage, ainsi que les conditions aux limites ne suffisent pourtant pas à assurer l'unicité d'une solution et l'utilisation de jauges est nécessaire à la résolution des équations de Maxwell.

Les champs intervenant dans les équations de Maxwell ne sont définis qu'à un gradient (champ à rotationnel), ou un rotationnel près (champ à divergence).

Selon la formulation retenue et le type d'éléments de discrétisation (MEF), certaines jauges sont alors préférables. Les principales jauges sont :

$$\nabla \cdot U = 0 \quad (\text{Jauge de Coulomb}) \quad (\text{II.15})$$

$$\nabla \cdot U + K \frac{\partial U}{\partial t} = 0 \quad (\text{Jauge de Lorentz}) \quad (\text{II.16})$$

II.1.1.6 Régime Harmonique et Etat Quasi Stationnaire

Dans le cas des grandeurs sinusoïdales, l'opérateur de différentiation temporel, est remplacé par $j\omega$ et les équations d'Ampère (II.1) et de Faraday (II.2) se ramènent alors à la forme complexe suivante :

$$\nabla \times H = J + j\omega D \quad (\text{II.17})$$

$$\nabla \times E = -j\omega B \quad (\text{II.18})$$

Dans où, les fréquences sont suffisamment faibles pour pouvoir négliger le courant de déplacement [23]. Ainsi, étant donné les matériaux employés dans la conception de transformateur, la condition de stationnarité $\omega \ll \sigma \epsilon^{-1}$ est aisément vérifiée. La densité de courant est alors définie par la loi d'Ohm locale :

$$J + \frac{\partial D}{\partial t} \approx J \approx J_0 + \sigma \cdot E \quad (\text{II.19})$$

Cette densité de courant J peut se décomposer en une densité source J_0 imposée, à laquelle s'ajoute une densité induite J_e dans les matériaux conducteurs.

II.1.1.7 Bilan des Puissances Electromagnétiques

En conservant les hypothèses précédentes, multiplions la conjuguée de l'équation d'Ampère par E , ainsi que l'équation de Faraday par H^* . En intégrant alors la différence entre ces deux équations dans le volume du domaine d'étude Ω , délimité par une surface fermée Γ , on obtient le bilan de puissance suivant :

$$\underbrace{\iiint_{\Omega} E J_0^* d\Omega}_{S_0} = \underbrace{\oint_{\Gamma} (E \times H^*) \cdot n dT}_{S_e} - \underbrace{\iiint_{\Omega} \rho E E^* d\Omega}_{P_J} - \underbrace{j\omega \iiint_{\Omega} \mu H^* H d\Omega}_{Q_f} \quad (\text{II.20})$$

Dans cette équation, S_0 , S_e , P_J et Q_f sont respectivement la puissance apparente émise par la source, celle échangée avec l'extérieur par le biais du flux associé au vecteur de Poynting, la puissance induite et dissipée par effet Joule et enfin la puissance réactive stockée dans le volume.

II.1.2.1 Formulation en Potentiel Vecteur Magnétique A , A^*

L'équation de conservation du flux (II.3) permet d'introduire le potentiel vecteur magnétique A tel que $B = \nabla \times A$ [25]. Celui-ci est défini au gradient près d'un potentiel électrique V . L'utilisation des équations de Faraday et d'Ampère donne alors la formulation magnétodynamique recherchée [26] :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times A \right) + \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \nabla V \right) = J_0 \quad (\text{II.21})$$

Le couple de solution A - V de cette équation n'est pas unique et tout couple A' - V' l'est également pour u scalaire vérifiant :

$$A' = A + \nabla u \quad (\text{II.22})$$

$$V' = V - \frac{\partial u}{\partial t} \quad (\text{II.23})$$

L'utilisation d'une jauge est implicite dans le cas bidimensionnel et permet d'assurer l'unicité de la solution. Dans le cas d'une résolution par les éléments finis d'arêtes, l'utilisation de l'algorithme du gradient conjuguée remplace l'utilisation de cette jauge [27], [28].

Il est également possible de regrouper les deux inconnues, pour passer à une formulation en potentiel vecteur modifié ou A^* :

$$A^* = A + \int \nabla V dt \quad (\text{II.24})$$

Dans certains cas, coordonnées cylindriques et en axisymétrie le gradient du potentiel scalaire électrique devient ($gradV = V_{loop}/2\pi r$) et le potentiel vecteur magnétique se présente uniquement dans la direction azimutale, l'équation générale (II.21) en harmonique avec attaque en tension devient:

$$j\omega\mu_0\sigma A_\phi - \frac{\partial^2 A_\phi}{\partial z^2} - \frac{1}{r} \left(r \frac{\partial(rA_\phi)}{\partial r} \right) + \frac{A_\phi}{r^2} = \mu_0 \frac{\sigma_{ind} V_{loop}}{2\pi r} \quad (\text{II.25})$$

Où: ω : désigne la fréquence angulaire.

σ : la conductivité électrique.

μ : la perméabilité magnétique.

V_{loop} : le potentiel de boucle pour une spire dans la bobine.

r : la coordonnée radiale.

II.1.2.2 Formulation en Champ Magnétique H

Cette formulation a été étudiée et développée par Bossavit pour l'étude des courants induits dans les dispositifs [29]. En négligeant l'induction électrique D , les lois (II.1) et (II.2) permettent d'aboutir à la formulation recherchée en champ magnétique H :

$$\nabla \times (\rho \nabla \times H) + \mu \frac{\partial H}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.26})$$

Cette formulation est duale de celle exprimée en champ électrique E .

II.1.2.3 Formulation en Potentiel Vecteur Electrique $T - \Omega$:

La loi de conservation du courant permet d'introduire le potentiel vecteur électrique T , tel que $J = \nabla \times T$. En substituant dans (II.1), le champ magnétique H par l'expression suivante et en faisant intervenir un potentiel Ω :

$$H = T - \nabla \Omega \quad (\text{II.27})$$

On aboutit à l'expression caractéristique de la formulation $T-\Omega$, pour laquelle le potentiel vecteur électrique T représente la combinaison d'un terme source T_0 [30] et d'un terme induit- T_e [31], [32] :

$$\nabla \times (\rho \nabla \times T) + \mu \frac{\partial (T - \nabla \Omega)}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.28})$$

II.1.2.4 Formulation en Potentiel Scalaire Magnétique φ_t, φ_r

Lorsqu'il n'existe aucune source de courant dans une région, le rotationnel du champ magnétique est nul (II.1), ce qui signifie que le champ dérive d'un potentiel scalaire magnétique [33] :

$$H = -\nabla \varphi_t \quad (\text{II.29})$$

Ce potentiel φ_t est alors dit "total" et l'équation à résoudre se déduit de (II.3) :

$$\nabla \cdot (\mu \nabla \varphi_t) = 0 \quad (\text{II.30})$$

Pour tenir compte des courants sources dans une région [34], le champ magnétique est décomposé en deux champs :

$$H = H_0 - \nabla \varphi_r \quad (\text{II.31})$$

Où H_0 est le champ source dans le vide ou l'air, calculé analytiquement par Biot et Savart (annexe B), numériquement [Phung-05], ou approchée par un profil simple [35], [36]. φ_r est le potentiel scalaire magnétique "réduit" et l'équation à résoudre est :

$$\nabla \cdot (\mu (H_0 - \nabla \varphi_r)) = 0 \quad (\text{II.32})$$

II.1.2.5 Synthèse du Choix des Formulations

En fonction de la dimension et de la complexité du problème à traiter, le choix d'une formulation dépend des capacités numériques de résolution, de mise en œuvre et de précision. Le tableau suivant recense les principaux avantages et inconvénients des différentes formulations présentés précédemment et pour un problème tridimensionnel [37]. [38].

Formulations	Avantages	Inconvénients
H	- Couplage aux équations de circuit	- Mise en œuvre, coûts (3 inconnues)
AV, A^*	- Traitement des régions multiples connexes	- Coûts (4 ou 3 inconnues)
$T-\Omega$	- Adapté aux régions conductrices	- Problèmes de régions multiples connexes - Coûts (4 inconnues)
$H_0-\phi_r$	- Coûts (1 inconnue)	- Problèmes de régions multiples connexes - Calcul nécessaire du champ source - Imprécisions pour μ grand
ϕ_t	- Coûts (1 inconnue)	- Problèmes de régions multiples connexes - Couplage avec formulation en potentiel réduit

Tableau II.1 – Synthèse des formulations magnétodynamiques

Le couplage avec les équations de circuit permet l'imposition du courant ou de la tension, mais nécessite l'assemblage d'un système matriciel complémentaire [39], [40].

Le transformateur est composé d'enroulements, du noyau et de tôles métalliques. Si on néglige les pertes par courant induits les tôles ou si celles-ci sont modélisées au moyen d'éléments coques [41], il n'y a pas de région conductrice dans le domaine d'étude.

Dans ce cas et malgré les difficultés énoncées ci-dessus, la formulation en potentiel scalaire magnétique réduit est très attractive et particulièrement dans le cas d'une modélisation tridimensionnelle par la méthode des éléments finis nodaux.

II.1.2.6 Prise en Compte de la Saturation du Circuit Magnétique

Les non-linéarités se traduisent par une modification des relations constitutives des matériaux. Pour la perméabilité magnétique, celle-ci devient dépendante de l'induction ou du champ magnétique.

$$\mu = \mu(B) \text{ ou } \mu = \mu(H) \quad (\text{II.33})$$

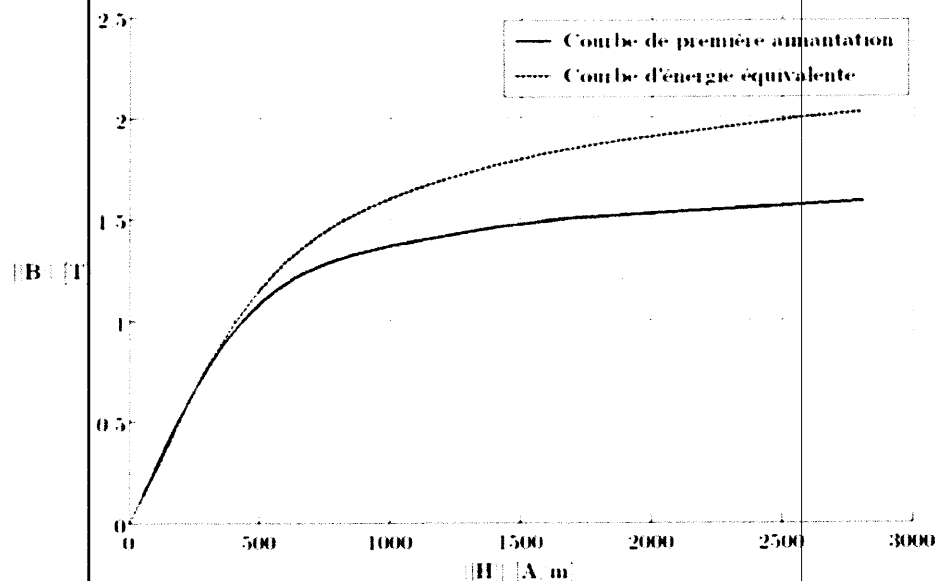


Figure II.3 Exemple de courbes de première aimantation et d'énergie équivalente

Dans ce cas, même si le champ magnétique est sinusoïdal, l'induction ne l'est pas. Il n'est donc pas possible de remplacer les dérivées temporelles par $j\omega$. La résolution de l'équation électromagnétique doit alors se faire en pas à pas dans le temps. Afin d'éviter de trop nombreuses itérations, il est néanmoins possible de conserver la notation complexe.

Pour une excitation H sinusoïdale, celle-ci s'obtient, à partir de la décomposition en série de Fourier de l'induction magnétique B [42]:

$$|B_{Wequi}| = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} |B_h|^2} \quad (\text{II.34})$$

II.2 Modèle Thermique

Pour une classe d'isolation donnée, la température du point chaud limite la puissance du transformateur. Il est donc important d'évaluer cette température le plus précisément possible et donc pour cela d'étudier les modes de refroidissement intervenant.

II.2.1 Synthèse des Différents Echanges thermiques

Les différents échanges thermiques s'effectuent par conduction, convection ou rayonnement et diffèrent sensiblement selon la gamme et le type de transformateur.

Ce schéma synoptique est en toute rigueur différente pour chaque transformateur selon sa géométrie, les matériaux employés et ses diverses autres spécificités. Il permet cependant de localiser les différents échanges et de mieux cerner les problèmes de refroidissement et de modélisation liés aux détails conceptuels.

Tout d'abord, les transferts de chaleur par conduction interviennent majoritairement dans le noyau ferromagnétique, les enroulements ainsi que les diverses parties métalliques ou isolantes.

L'utilisation des lois mathématiques et des corrélations expérimentales régissant ces phénomènes, ainsi que la prise en compte des conditions aux limites du domaine de modélisation permet le calcul de la distribution de la température.

II.2.2 Equations de Transfert de Chaleur

Etant donnée la gamme de températures dans laquelle se situe le point de fonctionnement des transformateurs, les échanges thermiques [43], [44], sont majoritairement dus aux phénomènes de conduction et de convection.

Le rayonnement n'est alors significatif que pour des points chauds mais intervient mathématiquement dans la formulation des conditions aux limites.

II.2.2.1 Conduction

La conduction correspond à un transfert de chaleur, par un flux de puissance ϕ_{cd} , entre deux points d'un solide soumis à un gradient de température T non nul. L'équation de Fourier régit ce phénomène :

$$\phi_{cd} = -\lambda \nabla T \quad (\text{II.35})$$

Où T : température en (C°).

ϕ_{cd} : le flux de chaleur en (W.m^{-2}).

λ : est la conductivité thermique du matériau en ($\text{W.m}^{-1}.\text{k}^{-1}$).

λ représente la conductivité thermique et peut être scalaire, vectorielle, ou tensorielle. Le bilan énergétique local est donné par l'équation aux dérivées suivantes :

$$\nabla \cdot \phi_{cd} + p = m_v C_p \frac{\partial T}{\partial t} \quad (\text{II.36})$$

Où : p est la masse volumique de chaleur (Kg.m^{-3})

C_p : la chaleur massique ($\text{j.kg}^{-1}.\text{k}^{-1}$)

p : sources volumique de chaleur (W.m^{-3})

p est la densité volumique de perte dans le matériau, m_v la masse volumique et C_p la chaleur massique à pression constante.

Cette équation exprime la relation entre la chaleur générée par les pertes dans le matériau et l'élévation de température résultante.

Nous considérerons par la suite que les charges ne sont pas intermittentes et nous nous intéresserons donc uniquement à la solution de l'équation en régime permanent, obtenue à l'équilibre thermique du transformateur (température maximale). L'équation à résoudre devient alors :

$$-\nabla \cdot \phi_{cd} = p \quad (\text{II.37})$$

Cette équation doit être complétée par les conditions aux limites qui sont dans notre cas dues à la convection et au rayonnement.

II.2.2.2 Convection

Le transfert de chaleur par convection est assimilable à un phénomène de conduction entre deux milieux dont au moins un est un fluide en mouvement. Celui-ci s'effectue par mélange et relève de phénomène physique très complexe à l'interface entre les deux milieux [45]. Dans nos études thermiques, nous sommes limités à des transformateurs secs refroidis par une convection naturelle. Dans ce cas, le mouvement vertical ascendant de l'air provient de la variation de la masse volumique en fonction de la température. Le flux de chaleur ϕ_{cv} à travers une paroi se calcule par :

$$\phi_{cv} = h_{cv} (T_r - T_\infty) \cdot n \quad (\text{II.38})$$

Où : n est la normale unitaire à l'interface

T_r : la température à la surface d'échange

T_∞ : la température ambiante du fluide loin de cette surface

h_{cv} : le coefficient d'échange convectif obtenu par des formulations semi-empiriques.

II.2.2.3 Rayonnement

Le rayonnement est un échange d'énergie par ondes électromagnétiques, considéré du point de vue thermique comme un flux de chaleur ϕ_{ray} . La longueur d'onde de ce rayonnement se situe dans les spectres des infrarouges. L'équation caractéristique est donnée par la loi :

$$\phi_{ray} = C_r \varepsilon_r \sigma_{SB} (T_r^4 - T_\infty^4) \cdot n \quad (II.39)$$

Avec : h est la constante d'échange thermique par rayonnement:

$$h = \sigma \varepsilon (T^2 + T_\infty^2) (T + T_\infty) \quad (II.40)$$

Et : $\sigma_{SB} = 5.67 \cdot 10^{-8} \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-2}$ la constante de **Stefan Boltzmann**

ε : L'émissivité thermique de la paroi (nombre sans dimension déterminé expérimentalement).

Pour des températures faibles à modérées, l'équation de rayonnement peut également s'écrire en fonction d'un terme différentiel identique à celui de l'équation de convection (II.37). Un coefficient d'échange global à l'interface h_r peut alors être employé, tenant compte à la fois des phénomènes de convection et de rayonnement :

$$\phi_r = \phi_{cv} + \phi_{ray} = h_r (T_r - T_\infty) \cdot n ; \text{ avec } h_r = h_{cv} + C_r \varepsilon_r \sigma_{SB} (T_r + T_\infty) (T_r^2 + T_\infty^2) \quad (II.41)$$

II.3 Equations de Navier Stokes

Les équations de Navier-Stokes régissent le mouvement des fluides et peuvent être considérées comme la deuxième loi de Newton sur le mouvement des fluides. Dans le cas d'un fluide newtonien, on obtient

$$\underbrace{\rho \left(\frac{\partial u}{\partial t} + u \cdot \nabla u \right)}_I = \underbrace{-\nabla p}_II + \underbrace{\nabla \cdot (\mu (\nabla u + (\nabla u)^T)) - \frac{2}{3} \mu (\nabla \cdot u) I}_III + \underbrace{F}_IV \quad (II.42)$$

Où u est la vitesse du fluide, p est la pression du fluide, ρ est la densité du fluide, et μ est la viscosité dynamique du fluide. Les différents termes correspondent aux forces d'inertie (I), des forces de pression (II), les forces visqueuses (III), et les forces externes appliquées au

fluide (IV). Les équations de Navier-Stokes ont été obtenues en Navier, Poisson, Saint-Venant, et Stokes entre 1827 et 1845.

Ces équations sont au cœur de la modélisation de l'écoulement du fluide. Les résoudre, pour un ensemble particulier de conditions aux limites (tels que entrées, sorties et murs), prédit la vitesse du fluide et sa pression dans une géométrie donnée. En raison de leur complexité, ces équations admettent seulement un nombre limité de solutions analytiques. Il est relativement facile, par exemple, pour résoudre ces équations pour un écoulement entre deux plaques parallèles ou pour l'écoulement dans une conduite circulaire. Pour plus de géométries complexes, cependant, les équations doivent être résolues numériquement.

II.4 Méthodes de Résolution

Dans les procédés possédant des géométries simples, la résolution des équations électromagnétique et thermique peut être effectuée analytiquement. Le modèle paramétrique réduit est alors caractérisé par des résistances et des capacités mais ne permet pas l'évaluation précise du point chaud pour une géométrie réelle de transformateur [46]. On a alors recours à des méthodes numériques. La méthode des différences finies aurait pu être envisagée ici, mais reste très contraignante à adapter à la géométrie [47], [48] et particulièrement en trois dimensions. Nous lui avons donc préféré la méthode des éléments finis, étant donné que les inconnues sont scalaires à la fois dans les équations à résoudre.

II.4.1 Résolution par la Méthode des Éléments Finis (MEF)

La résolution analytique des équations de Maxwell n'est possible que dans certaines configurations simples [49]. Dans la majorité des cas, il convient de faire appel à des méthodes de résolutions numériques comme celle des éléments finis (MEF) [50-52]. Née de la mécanique, la méthode des éléments finis est aujourd'hui couramment employée pour la résolution des problèmes caractérisés par des équations aux dérivées partielles, comme celle des ondes électromagnétiques qui nous intéresse plus particulièrement.

Le principe bien connu de la méthode est de discrétiser le domaine d'étude en de multiples éléments puis de résoudre localement, dans chacun de ceux-ci, les équations associées à la formulation retenue. Les inconnues élémentaires sont alors définies par une combinaison linéaire, pondérée par des polynômes d'interpolation. La précision du calcul est liée à la finesse du maillage et au degré de ces polynômes. Leurs coefficients ne dépendent que de la géométrie et de sa discrétisation. Finalement, on obtient après assemblage un système matriciel d'équations à résoudre.

II.4.1.1 Principe de la méthode des éléments finis

Dans les formulations présentées, il s'agit de résoudre des équations aux dérivées partielles sur le domaine Ω , auxquelles sont associées des conditions aux limites sur la frontière T. La méthode des éléments finis ne s'applique pas directement pour la résolution des équations aux dérivées partielles, mais à une formulation intégrale du problème, en utilisant l'une des deux approches suivantes :

- La méthode variationnelle exige la connaissance au préalable de la fonctionnelle d'énergie du système à étudié, elle s'exprime par :

$$F(A) = \int_{\Omega} L. d\Omega \quad (II.45)$$

$L = w_c - w_p$: lagrangien construit à partir de la différence entre l'énergie cinétique et l'énergie potentielle du système à étudier.

- La méthode des résidus pondérés ou méthode projective qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue. C'est une méthode plus générale, son application ne nécessite pas la connaissance de la fonctionnelle d'énergie du système, elle traite directement l'équation aux dérivées partielles qu'on veut résoudre.

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_i} = 0 \quad \iff \quad \frac{\partial f(A)}{\partial A_1} = \frac{\partial f(A)}{\partial A_2} = \dots = \frac{\partial f(A)}{\partial A_n} = 0 \quad (II.46)$$

n : Nombre de nœuds du domaine d'étude.

A_i : Inconnu au nœud i du domaine.

L'inconnue A du problème est approximée sur les éléments de maillage par la fonction d'interpolation α_j telle que:

$$A_j^e = \sum_j \alpha_j A_j \quad (II.47)$$

α_j : dépend des coordonnées de nœuds correspondant à chaque élément de maillage.

Le modèle numérique (MEF) consiste à utiliser une approximation simple des variables inconnues à l'intérieur de chaque élément fini pour transformer les équations aux dérivées partielles associées à des conditions aux limites en un système d'équations algébriques à résoudre :

$$[M][I] = [F] \quad (II.48)$$

Où : $[M]$ est la matrice de couplage, $[I]$ est le vecteur des inconnus et $[F]$ est le vecteur de source.

II.5 Résolution d'un Problème Magnétohydrodynamique (MHD)

La figure suivante montre la description de la cohérence physique du couplage entre phénomènes dans un modèle MHD. Cet accouplement est assuré via des termes sources : Le champ EM (énergie électrique) exerce sur le fluide par la force d'origine EM correspondant à l'énergie mécanique. Le champ EM (énergie électrique) chauffe le fluide par des courants induits (effet joule) correspondant à l'énergie thermique.

Donc la puissance induite p qui est le résultat du travail des courants induits (J et J^* avec J^* : Complexe conjugué) qui exprime le terme source d'électromagnétisme dans l'équation thermique :

$$p = \frac{1}{2\sigma} J \cdot J^* \quad (\text{II.49})$$

En distinguant deux forces agissant sur le fluide (huile de refroidissement), celles dues à la gravité ($\pm \rho \bar{g}$ selon que le sens d'écoulement du fluide est ascendant ou descendant) et les forces d'origine électromagnétique dues à l'action du champ magnétique produit par l'inducteur sur les courants induits. L'expression vectorielle de leur densité est donnée par :

$$\vec{F} = \vec{J} \times \vec{B} \quad (\text{II.50})$$

EM : électromagnétique,

HD : hydrodynamique,

Th : thermique,

RP : Réintroduire les propriétés du milieu en fonction de T [K°]

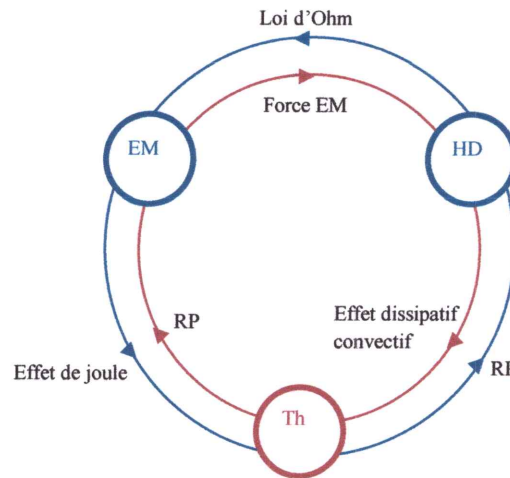


Figure II.4: Schéma du couplage MHD-Thermique

Il est établi que la résolution de ces systèmes couplés peut être effectuée suivant trois méthodes :

- la méthode du couplage fort ou direct,
- la méthode du couplage paramétrique,
- la méthode du couplage dit faible ou alterné ou encore indirect.

Chacune de ces méthodes présente ses avantages et ses inconvénients. En fixant comme objectif la qualité du résultat en matière de précision et de rapidité, en particulier le temps de calcul, et la facilité d'exploitation et de mise en œuvre du modèle de couplage on a adopté la méthode du couplage fort (modèle fort). Ainsi les échanges de données par rapport à la méthode indirecte sont supprimés et le calcul des termes de couplage est directement effectué dans l'élément fini. En outre la disponibilité d'un logiciel COMSOL Multiphysiques offre un véritable avantage pour notre démarche.

Conclusion

Nous avons présenté dans un premier lieu, la description mathématique du problème électromagnétique et la conception du modèle mathématique bidimensionnel (2D) en coordonnées cylindriques simplifié d'un modèle tridimensionnel (3D), qui modélise le

transformateur. Cependant le problème d'induction dans ces derniers est un exemple caractéristique de problème couplé où différents phénomènes physiques interagissent fortement, les modèles thermique et écoulement (mécanique des fluides) sont encore discutés.

Ces équations peuvent être résolues par des méthodes analytique ou méthodes numérique ou bien semi-analytiques. Parmi ces méthodes on retiendra le modèle numérique basé sur une approche éléments finis plus systématiquement employée. En dernier lieu, ce modèle numérique élément finis est rappelé et la démarche à suivre pour résoudre un problème multiphysique en utilisant une méthode directe de résolution afin d'étudier le mécanisme de refroidissement au sein des transformateurs de puissance à l'huile.

Chapitre III: Application

Introduction

Ce dernier chapitre nous le consacrons à quelques applications qui vont nous permettre de valider et implémenter les modèles mathématiques et numériques développés en éléments finis décrit dans le chapitre précédent.

La première application est consacrée l'étude des phénomènes thermodynamique d'origine électromagnétique d'une phase d'un transformateur alimenté en haute tension refroidie par l'huile en utilisant le modèle numérique éléments finis du couplage fort. La deuxième application est consacrée à la modélisation de transformateur de puissance THT/HT avec attaque en tension afin de déterminer leurs propriétés électriques (résistance et inductance) et autres grandeurs électromagnétiques. Aussi, l'influence de la fréquence sur les grandeurs électromagnétiques sera l'objet d'une dernière application. L'ensemble de nos résultats sont obtenus en axisymétrique à l'aide d'un logiciel commercial Comsol Multiphysiques basé sur la méthode des éléments finis.

III.1 Première application : Etude de Refroidissement par l'Huile d'un Transformateur de Puissance

Cette application est consacrée à l'étude thermodynamique d'une phase d'un transformateur de puissance alimenté en courant électrique immergée dans une cuve d'huile (la borak 22) au cours du remplissage de cette dernière avec une vitesse afin de refroidir le bobinage comme le montre la figure ci-dessous (figure III.1) :

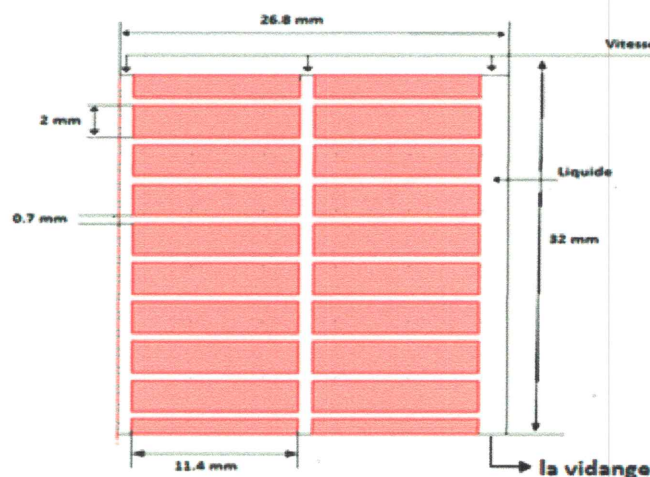


Figure III.1 Phase d'un transformateur immergée dans une cuve d'huile

Les propriétés physiques (thermiques et électriques) pour cette application sont remplies dans le tableau suivant :

Quantité	Valeur	Unités
Densité du courant surface	30000	A/m
Conductivité thermique (K) du fluide	0.125	W/(m.k)
Conductivité thermique (K) du solide	383	W/(m.k)
Conductivité électrique du solide	$5.9 \cdot 10^7$	S/m
Conductivité électrique du fluide	$2.699 \cdot 10^{-8}$	S/m
Conductivité électrique du fluide	$2.699 \cdot 10^{-8}$	S/m
Capacité calorifique a pression constante (Cp)	385	J/(kg.k)
Densité (ρ) du solide	8700	Kg/m ³

Tableau III.1 Propriétés thermiques et physiques pour l'application

Après introduction des données géométriques et physiques ainsi que les conditions aux limites et par exploitation d'un mailleur automatique du Comsol, on a obtenu le maillage ci-dessous :

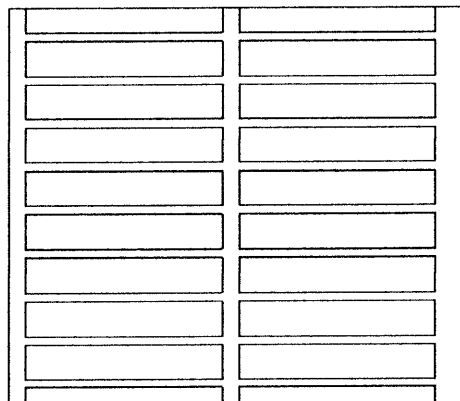


Figure III.2 Maillage du modèle utilisé

III.1.1 Résultats et Discussions

L'ensemble des figures (III.3-III.7) montrent successivement les différentes grandeurs électromagnétiques tels que, l'isovaleurs potentiel vecteur magnétique, champ magnétique, la densité des courants induits et la puissance induite ainsi la contribution des forces de Lorenz.

On remarque que, le potentiel vecteur magnétique, la densité des courants induits et la densité de puissance induite sont plus concentrées à l'intérieur de l'ensemble des galettes vers le milieu de bobinage et pratiquement exclues dans le diélectrique.

Les figures (III.6, III.7) représentent la contribution des termes de source viennent d'électromagnétique (puissance induite et force de Lorenz ou d'origine magnétique) couplés aux autres phénomènes (thermique et écoulement).

La figure III.8 représente la distribution de la température au sein de la phase du transformateur ne dépasse guère la température autorisé par les constructeur (auteur de 350°K) qui favorise l'utilisation de la Borack 22 dans cette technologie. On remarque aussi, que sa distribution est moins faible aux niveaux des premières galettes et de plus en plus concentrée vers les dernières galettes par rapport aux entrées de diélectrique, cette croissance et due au flux thermique convectif représentée sur la figure III.9.

Ce flux est emporté par un champ de vitesse de l'entrée vers le bas et canalisé à la sortie de la vidange comme le montre la figure III.10. Cette figure montre aussi la répartition des vitesses d'écoulement entre les entrées d'huile de l'extrémité haute et ça sortie à l'extrémité basse. En remarquant que la contribution du flux conductif (III.11) est moins importante que celui de convection due à la vitesse d'entrée.

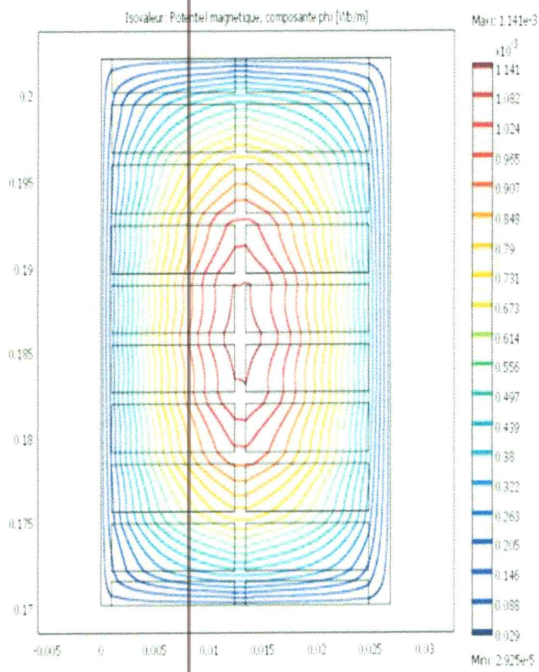


Figure III.3 Isovaleurs du potentiel magnétique A_{ϕ} [Wb/m]

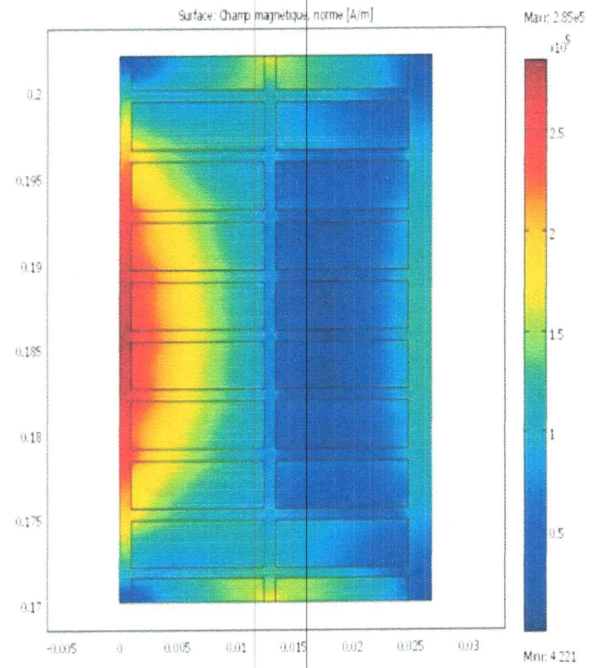


Figure III.4 Champ magnétique [A/m]

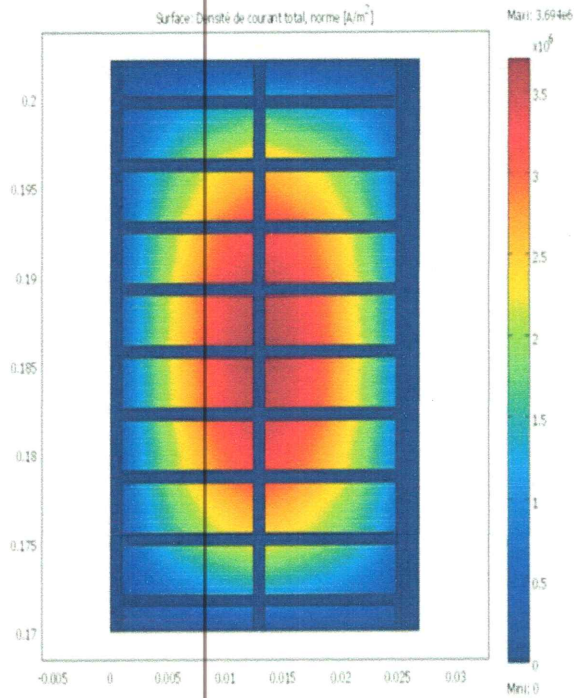


Figure III.5 Densité de courant induit [A/m²]

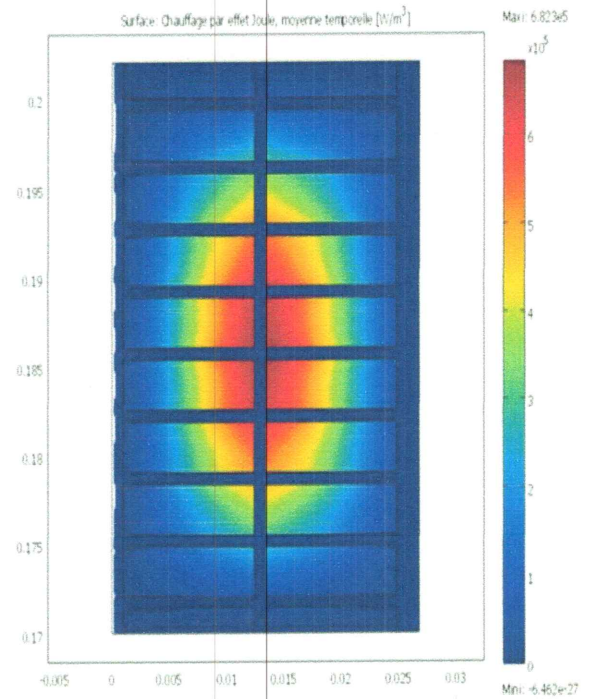


Figure III.6 Puissance induite [W/m³]

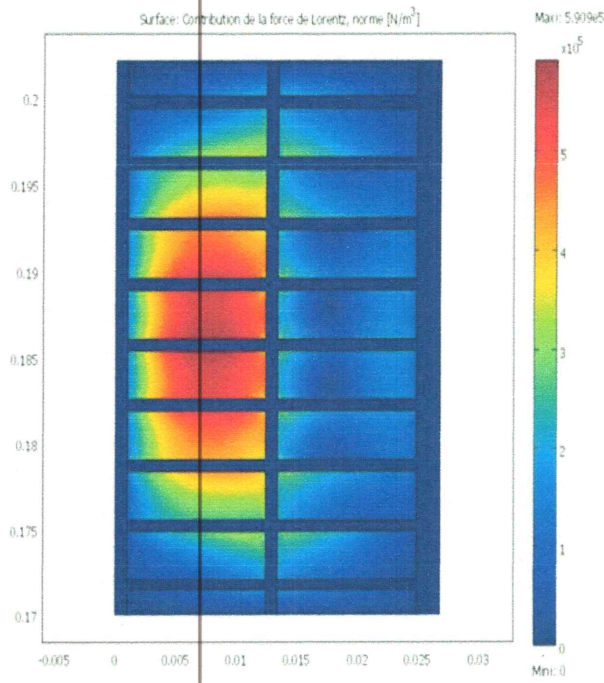


Figure III.7 Contribution de la force de Lorentz [N/m³]

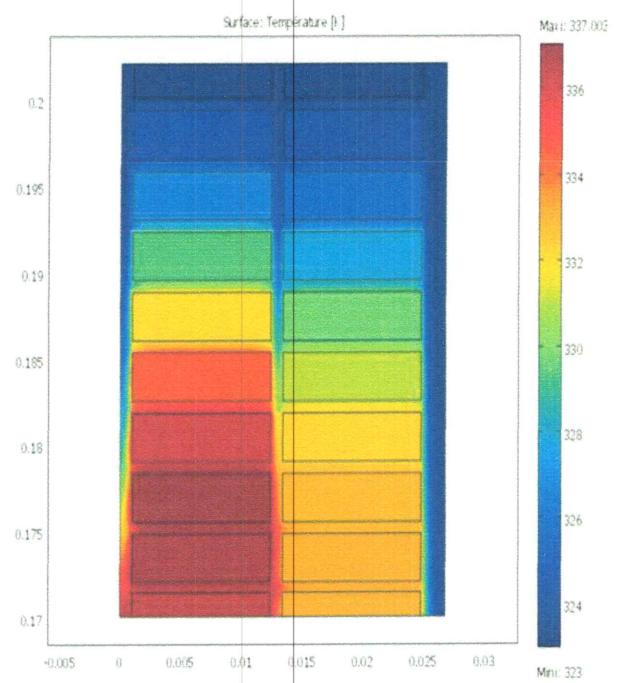


Figure III.8 Répartition du Température [°C]

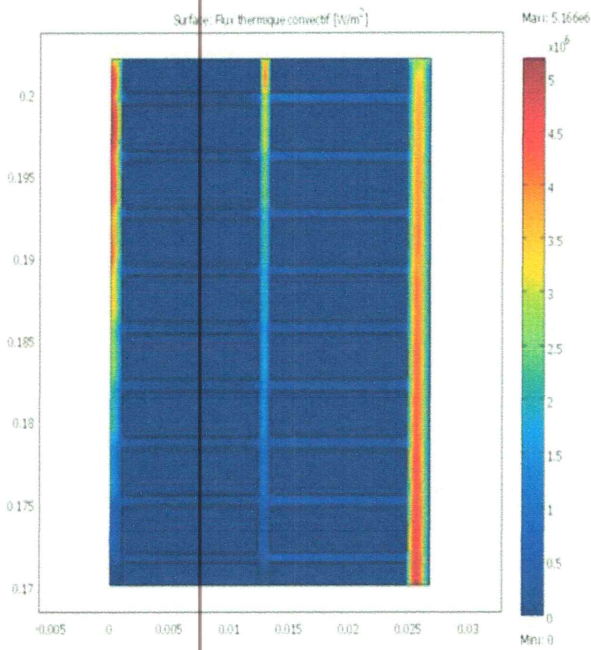


Figure III.9 Flux thermique convectif [W/m²]

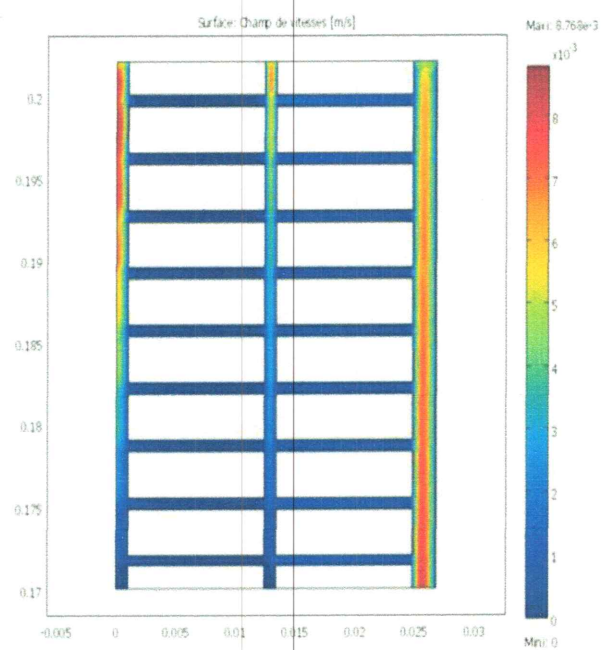


Figure III.10 Champ de Vitesse [m/s]

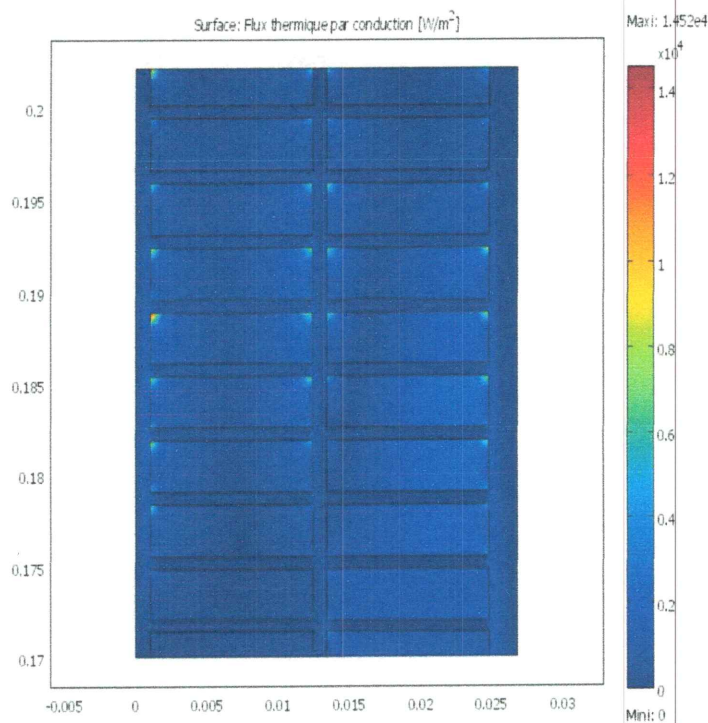


Figure III.11 Flux thermique par conduction

III.2 Deuxième Application : Etude des propriétés électrique avec attaque en tension d'un transformateur de puissance THT/HT

La majorité des études concernant les propriétés électriques (résistance et inductance) trouvées dans la littérature utilisent les modèles analytiques (voir chapitre I). Dans cette partie d'application on va exploiter notre modèle en formulation (A-V) pour prédire les grandeurs électromagnétique au sein d'un transformateur (THT/HT) alimenté en tension sinusoïdale de 220 kV à fréquence industrielle (50Hz) (figure III.16) et pour différentes fréquences (une gamme allant de 50Hz -2kHz) afin de déterminer numériquement ses propriétés électriques. En outre nous avons étudié l'effet de la fréquence sur les répartitions des grandeurs électromagnétiques traduit par l'effet de peau.

Le modèle géométrique décrit dans cette application est un transformateur de puissance triphasé à colonnes. Les enroulements à haute tension (HT) sont connectés en triangle et les enroulements basse tension (BT) connectés en étoile. La figure (III.12) représente un transformateur de puissance à colonne triphasé avec une aperçue d'une phase. Cette application est dédiée à la modélisation de cette dernière où ses caractéristiques sont remplies dans le tableau (III.2).

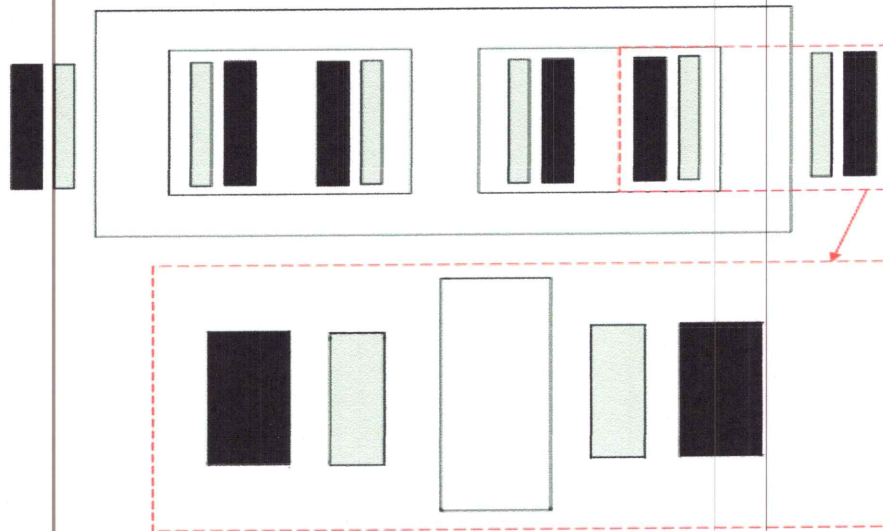


Figure III.12 Transformateur triphasé de puissance à colonne

Caractéristiques	Valeur	Unité
Puissance apparente	120	MVA
Fréquence	50	Hz
Tension nominal de l'enroulement THT (U_n)	220	KV
Tension nominal de l'enroulement HT (U_n)	63	KV

Tableau III.2 Caractéristique du transformateur de puissance

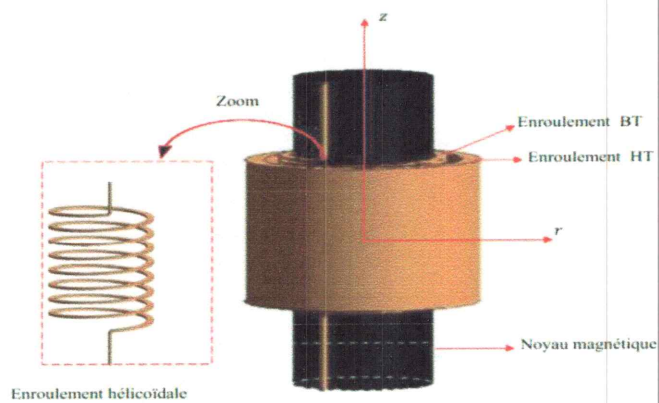


Figure III.13 Une phase de transformateur à colonne

En raison de l'axisymétrie de cette phase (figure III.13) par rapport à l'axe de révolution avec certaines hypothèses simplificatrices, il suffit de prendre en compte la moitié d'un plan de symétrie du système contenant cet axe ($r=0, z$) pour modéliser le système et en raison de gagner beaucoup plus le temps de calcul. Ce modèle axisymétrique est illustré par la figure (III.14) dont les caractéristiques géométriques introduit pour notre modèle numérique et physiques sont remplies dans les tableaux III.3 et III.4.

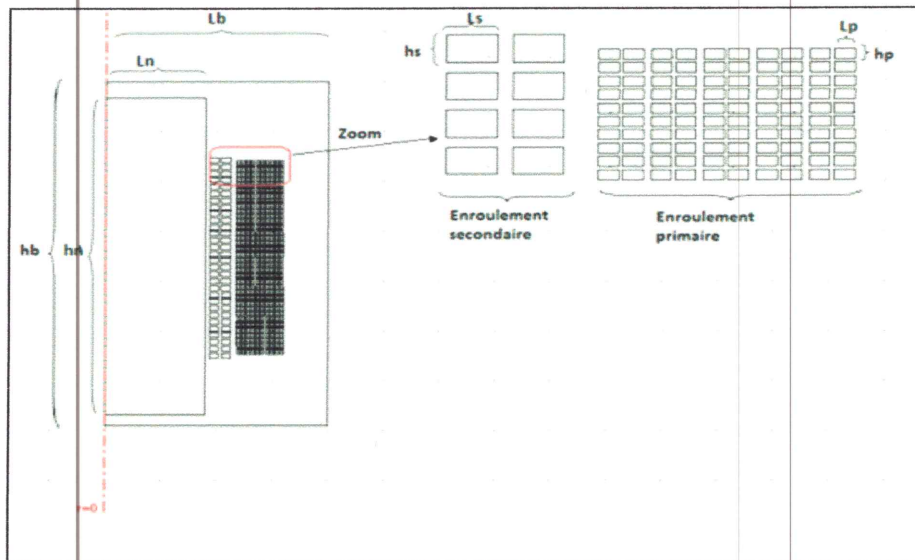


Figure III.14 Le dimensionnement du Modèle axisymétrique

Caractéristiques géométriques	Valeur	Unité
Hauteur du boîte d'air (hb)	3.5	m
largeur du boîte d'air (Lb)	2	m
Hauteur du noyau (hn)	3.2	m
largeur du noyau (Ln)	0.9	m
Hauteur du conducteur secondaire (hs)	4	mm
Largeur du conducteur secondaire (Ls)	8	mm
Hauteur du conducteur primaire (hp)	1	mm
Largeur du conducteur primaire (Lp)	3	mm

Tableau III.3 Dimensionnement du transformateur de puissance

Milieu physiques	Caractéristique	Conductivité électrique	Perméabilité magnétique
	Huile (Borak22)	$2.699 \cdot 10^{-8}$ [S/m]	$\mu = \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]
	Enroulement	$5.9 \cdot 10^7$ [S/m]	$\mu = \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$, $\mu_r = 1$
	Noyau	10^6 [S/m]	$\mu_r = 1$, $\mu_r > 1$, $\mu = \mu_r \mu_0$

Tableau III.4 Caractéristique physique du transformateur de puissance

Cette figure représente la discrétisation par la méthode des éléments finis du modèle axisymétrique cité ci-dessus.

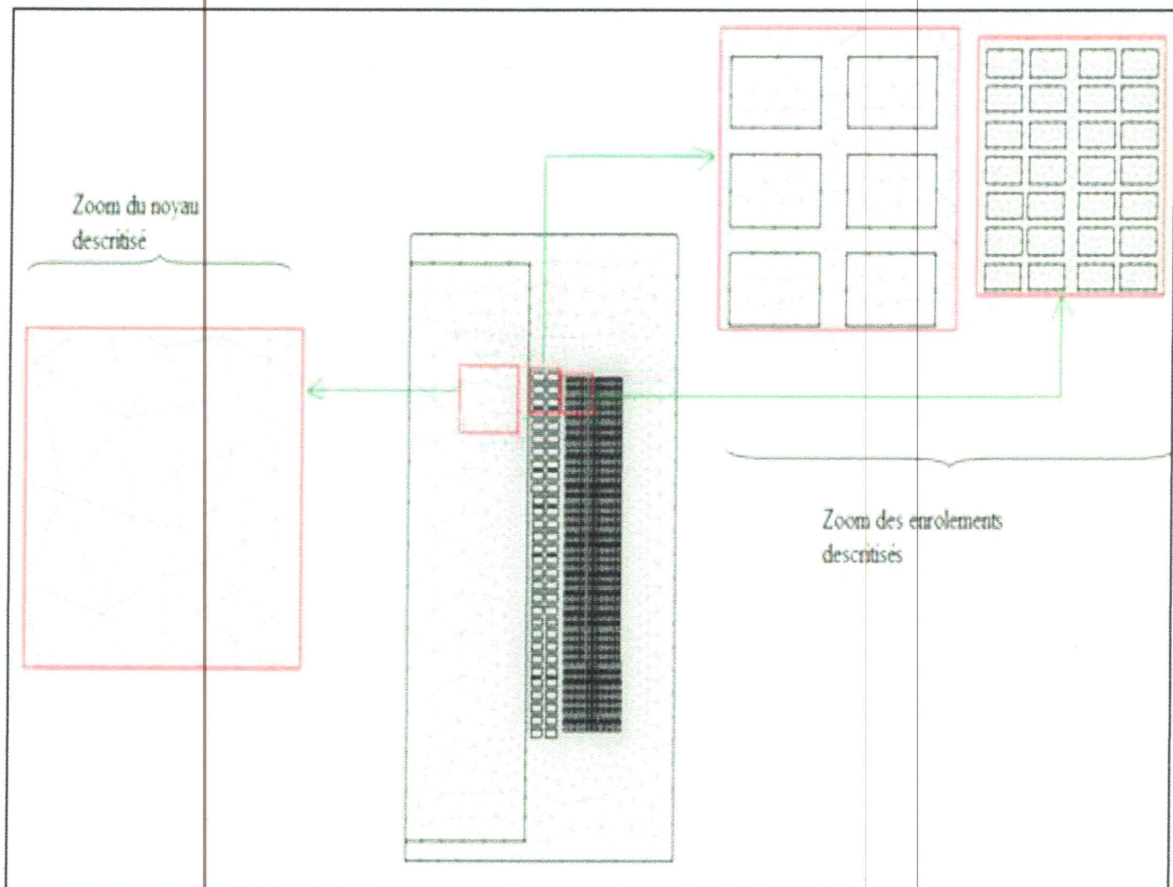


Figure III.15 Discrétisation par élément finis (maillage utilisé)

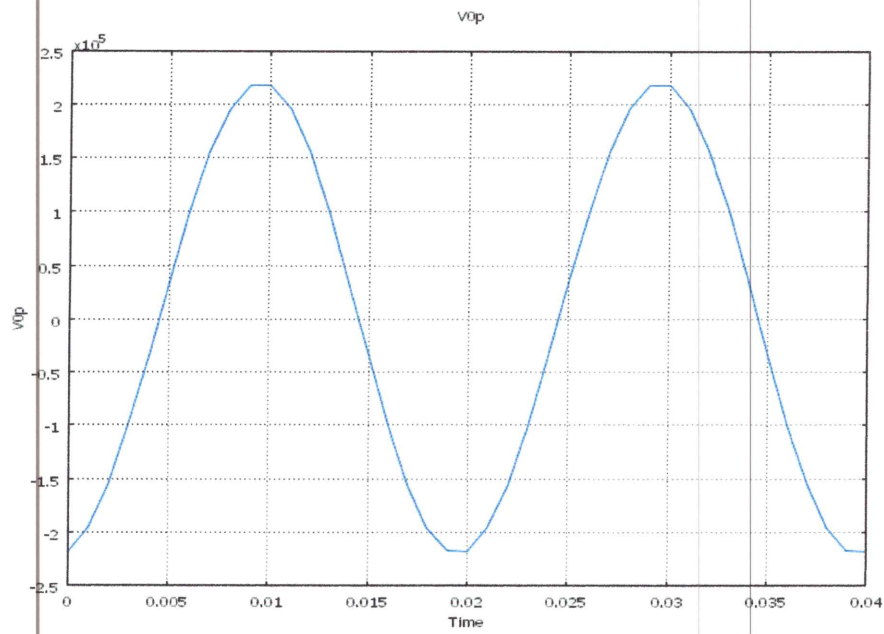


Figure III.16 Tension primaire [V]

Après calcul éléments finis, on obtient l'allure de la tension secondaire sous forme sinusoïdale autour de 63kV comme suit :

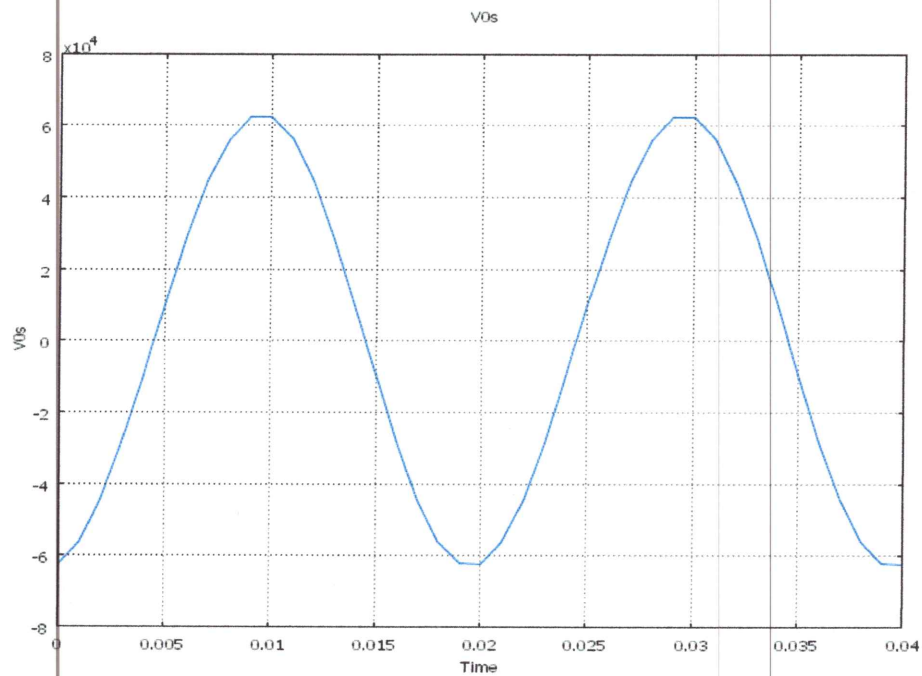


Figure III.17 Tension secondaire [V]

Notre modèle numérique nous a permis à déterminer les courants dans les enroulements primaires et secondaires. En remarquant que, ses derniers sont sinusoïdaux avec un rapport transformation entre eux inverse à celui trouvé entre tensions représentés sur les figures ci-dessous :

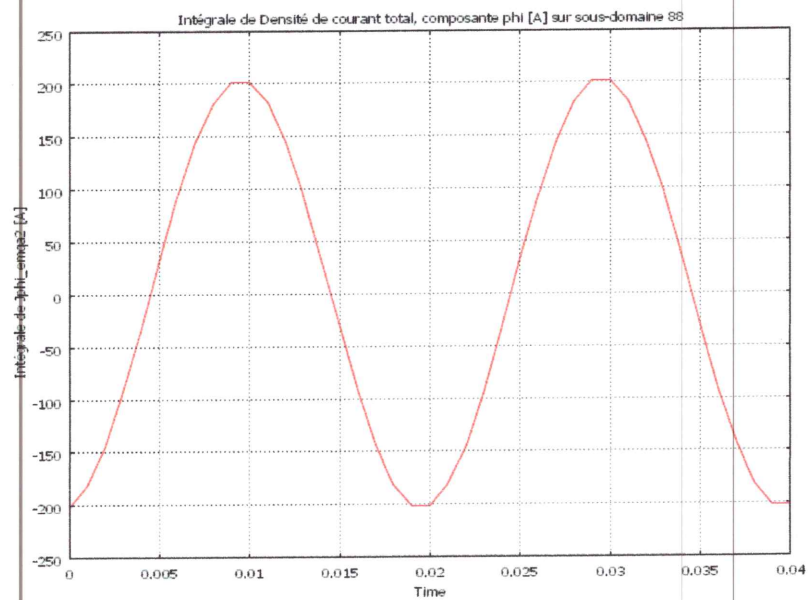


Figure III.18 Courant primaire [A]

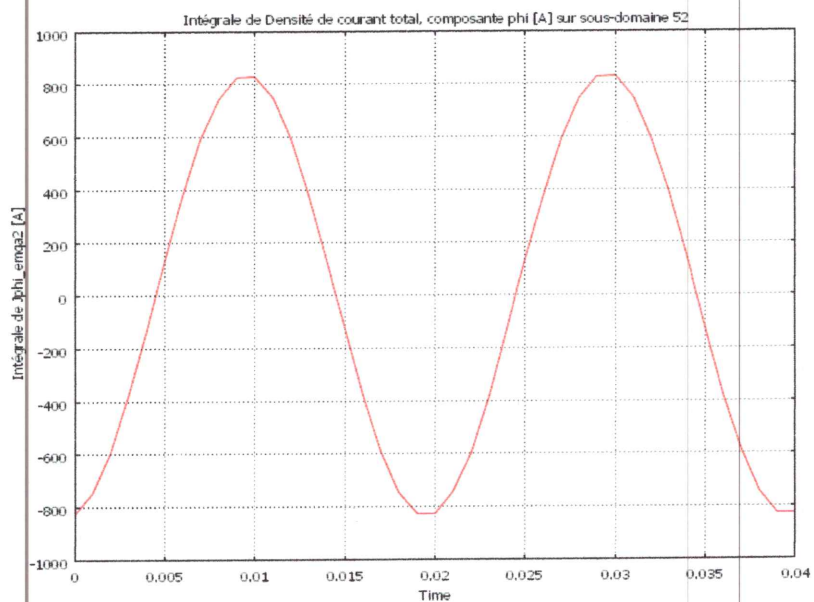


Figure III.19 Courant secondaire [A]

III.2.1 Etudes Electromagnétiques :

Cette étude permet de donner une appréciation sur les grandeurs électromagnétiques précédemment décrites à partir du modèle en potentiel vecteur magnétique et scalaire électrique ($A-V$) développé au cours de chapitre précédent.

Les figures (III.20 et III.21), la densité de flux magnétique [T] est plus concentrée au niveau du milieu du noyau ferromagnétique au voisinage des enroulements avec des flèches continues qui vont traverses le circuit magnétique a une grande amplitude par rapport à l'extérieur.

Les figures (III.22 et III .23), montre le potentiel vecteur magnétique (A_{phi}) et les lignes isovaleurs du champ électrique (E), et on voit bien évident que les pics de maximums se trouvent au voisinage des bobines (source d'excitation), et on voit aussi que le champ électrique est l'image du potentiel vecteur magnétique en allure.

Après calcul, nous avons obtenu les résultats pour les grandeurs électromagnétiques.

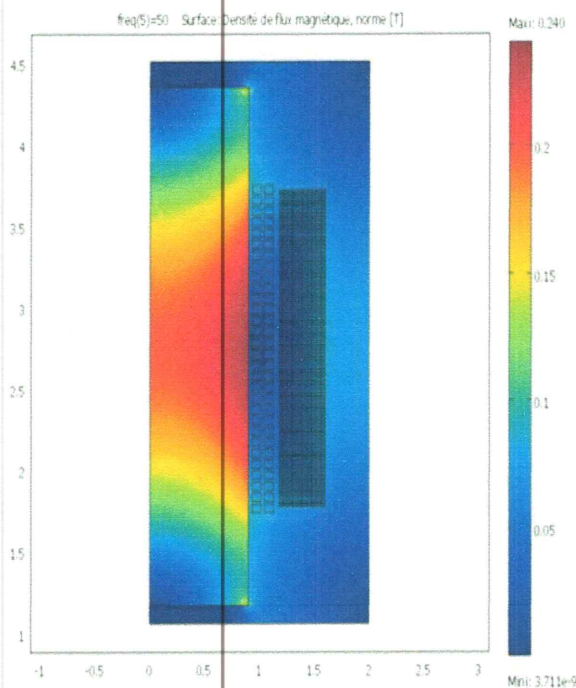


Figure III.20 Densité de flux magnétique à 50hz

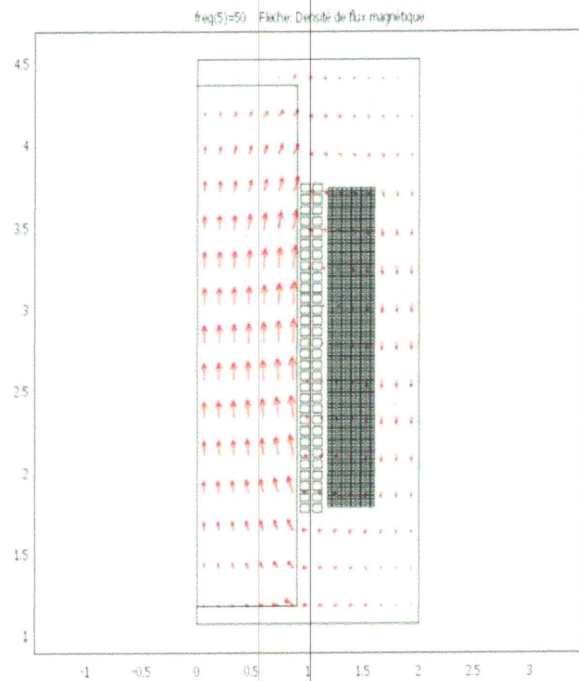


Figure III.21 Densité de flux magnétique (Flèche) à 50hz

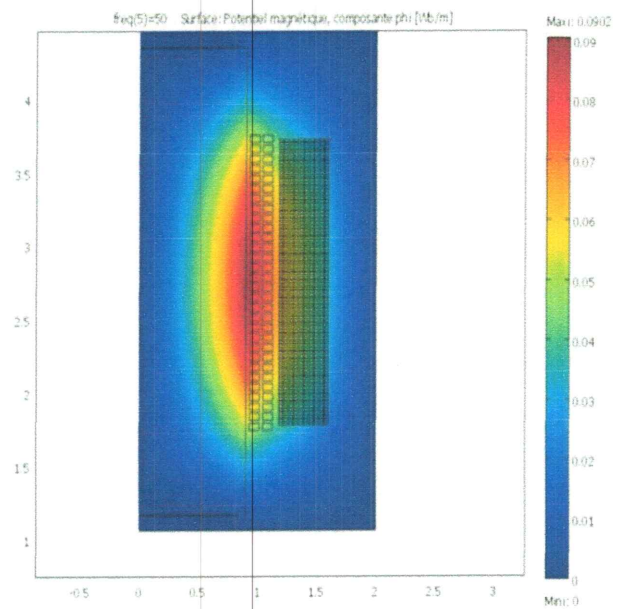
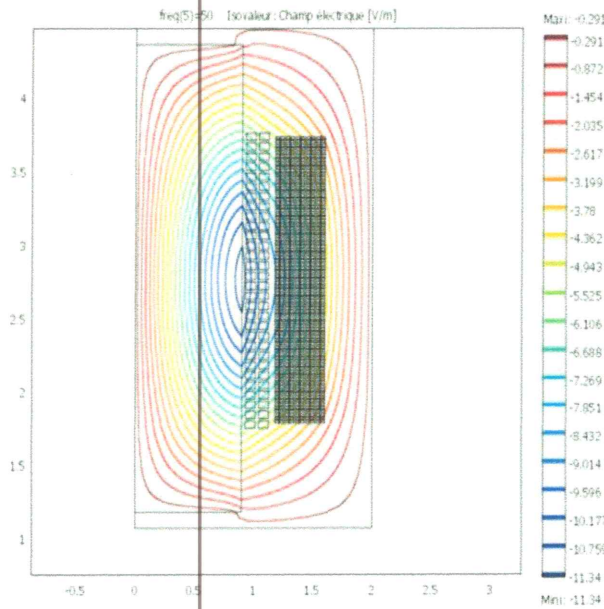


Figure III.22 Isovaleurs du champ électrique à 50Hz

Figure III.23 Potentiel vecteur magnétique

III.2.2 Calcul des pertes joule dans les enroulements :

Cette partie répertorie les pertes qui ont pour origines des phénomènes électromagnétiques dans le transformateur.

Notre intérêt portera sur la détermination des pertes joules générées dans les enroulements Pour un régime magnétodynamique à une fréquence industrielle (du réseau). Le calcul des pertes totales se fait selon les étapes suivantes :

- 1) Calcul des courants primaire et secondaire
- 2) Calcul de la résistance de chaque enroulement
- 3) Estimation des pertes Joule.

III.2.3 Identification des propriétés électriques

Dans cette partie on va dédier les formules utilisées dans notre modèle numérique ; éléments finis ; pour le calcul des différentes propriétés électriques :

On calcul la résistance par l'équation suivante :

$$R = \text{real}(V_0/I_{\text{tot}}) \quad (\text{III.1})$$

On calcul l'inductance propre par l'équation suivante :

$$L = \text{imag}(V_0/I_{\text{tot}})/(2 \cdot \pi \cdot f) \quad (\text{III.2})$$

Et pour l'inductance mutuelle :

$$M_{\text{sp}} = 4 \cdot W_m / \text{abs}(I_{\text{tot}})^2 \quad (\text{III.3})$$

Où : $I_{\text{tot}} = \int J_{\text{phi}} \cdot ds$ J_{phi} : Densité de courant total composantes phi

$W_m = \int W_{\text{mav}} \cdot ds$ W_{mav} : Densité d'énergie magnétique

Le tableau suivant récapitule les différentes valeurs des propriétés électriques à 50Hz calculées par notre modèle numérique :

	Résistances		Inductances propres	
Primaire		Secondaire	Primaire	Secondaire
12.5 Ω		5.7 m Ω	12.2mH	0.65mH
Inductance mutuelle primaire secondaire			Pertes joules	
		1.1mH	5.146Kw	

Tableau III.6 Résistances et Inductances à 50Hz

III.3 Effet de la fréquence sur les paramètres électriques

Les figures (III.24 - III.28) montrent la variation de la résistance et l'inductance propre et mutuelle (primaire, secondaire) du bobinage (HT /BT) en fonction de la fréquence dans une gamme allant de 50Hz à 2 kHz :

On remarque, d'après les figures (III.24 - III.28) que, les propriétés électriques (résistance, inductance propre et mutuelle) sont proportionnellement inverses par rapport à la fréquence d'alimentation. Ainsi que cette décroissance est brusque (rapide) à partir d'une certaine fréquence des inductances propre et mutuelle.

La figure (III.29) présente la répartition les pertes joule qui sont majoritairement localisés et bien réparties sur les sections des enroulements secondaires, par contre à 2kHz

cette répartition condensée est décalée vers la deuxième paire rangée à gauche des enroulements secondaires (figure III.30)

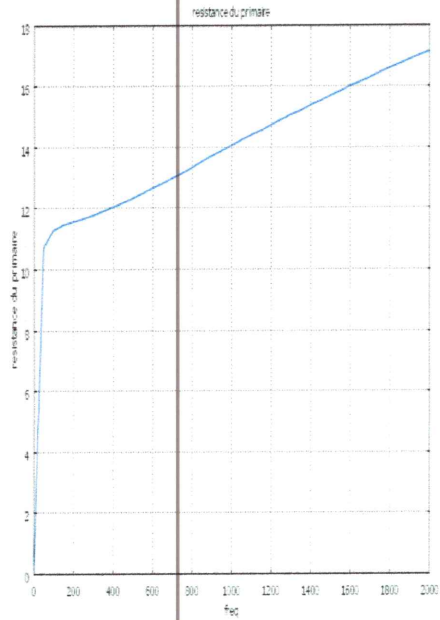


Figure III.24. Résistance du bobinage primaire en fonction de la fréquence [Ω]

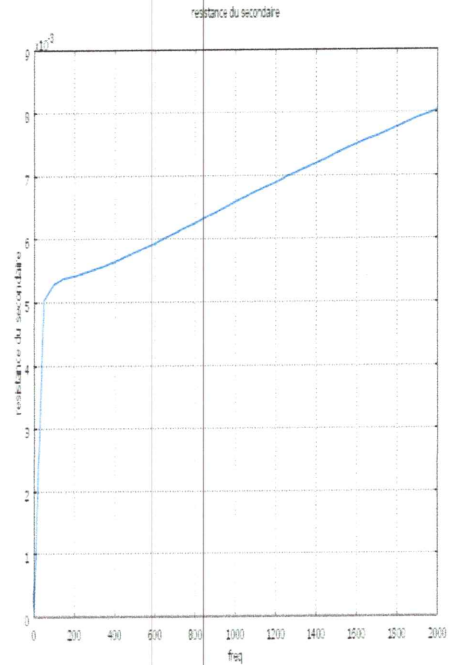


Figure III.25. Résistance du bobinage secondaire en fonction de la fréquence [Ω]

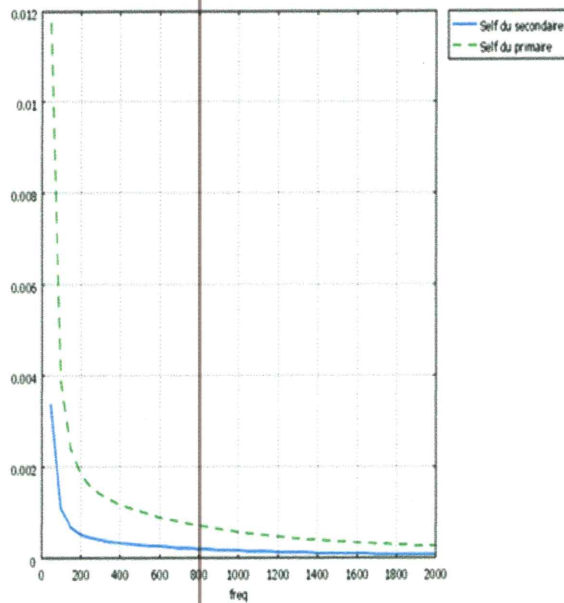


Figure III.26 Inductance propre du l'enroulement primaire et secondaire [H]

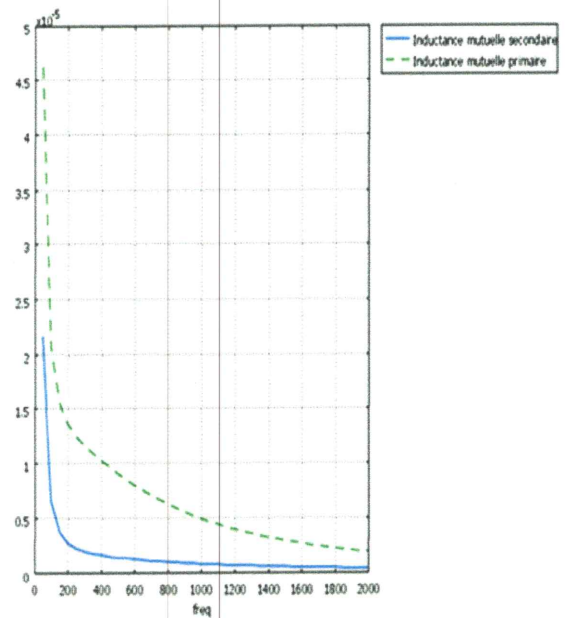


Figure III.27 Inductance mutuelle du l'enroulement primaire et secondaire [H]

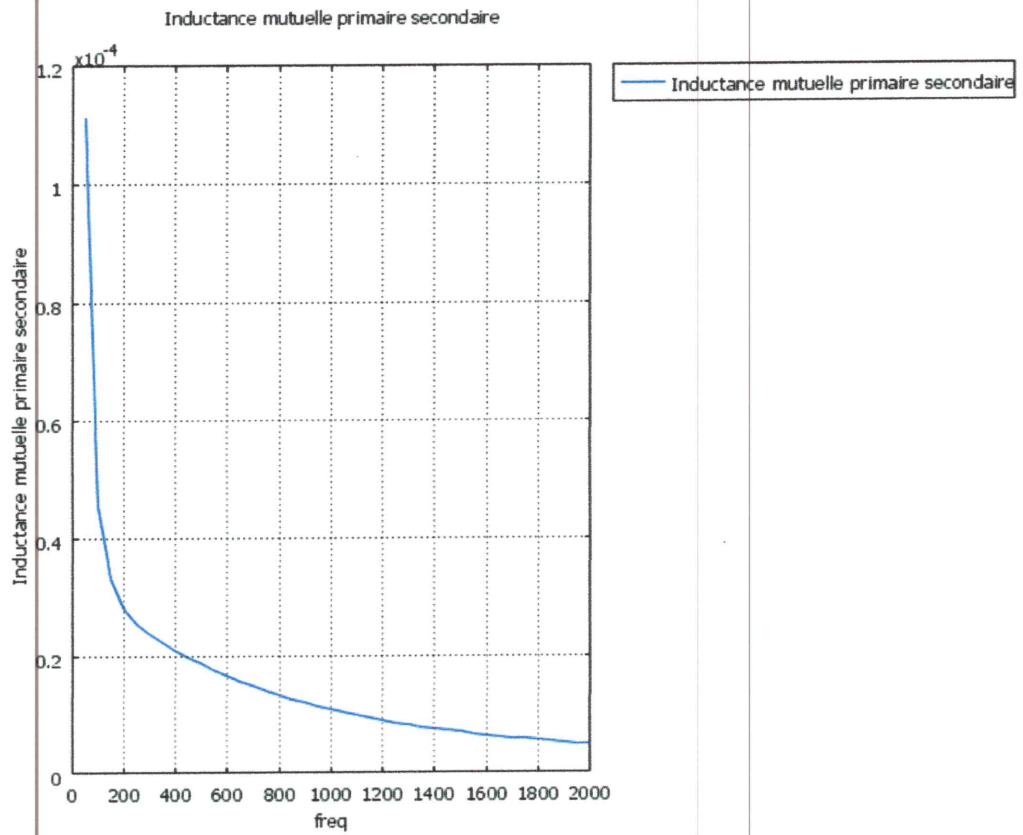


Figure III.28 Inductance mutuelle des deux enroulements [H]

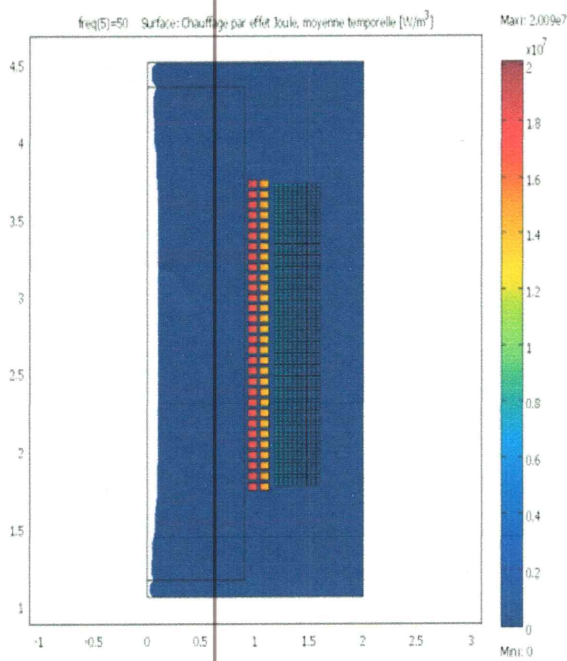


Figure III.29 Chauffage par effet Joule à 50Hz

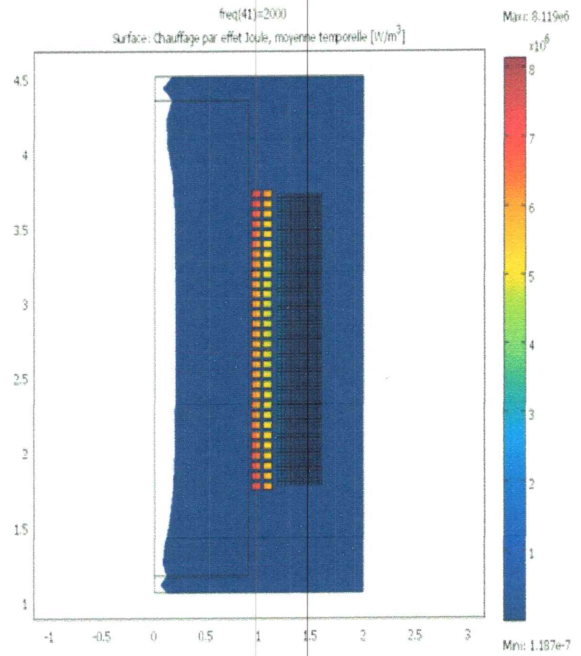


Figure III.30 Chauffage par effet Joule à 2kHz

III.3.1 Etudes Electromagnétiques :

La figure (III.33) montre clairement la répartition de la densité du flux magnétique [T] qui est moins pénétrée à la surface de la colonne (noyau ferromagnétique) et concentrique au voisinage des enroulements qui montre l'effet de la haute fréquence par rapport à l'étude précédente à 50Hz (figure III.20). La figures III.32 et III. 33 montrent les résultats de calcul sur un profile radiale (trait rouge sur la figure III. 31) concernant l'effet de peau.

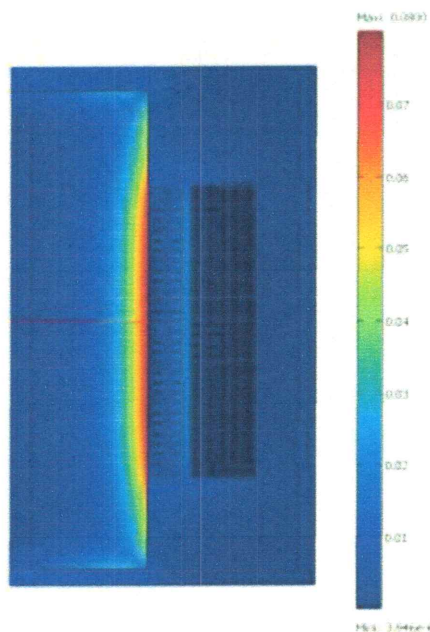


Figure III.31 Densité de flux magnétique a une fréquence de 2kHz [T]

La figure (III.32) représente l'épaisseur de peau sur profile (figure III.31) pour deux valeurs de fréquences différentes (50Hz et 2kHz). En remarquant que l'épaisseur de peau est très petite en haute fréquences comparativement à celui en basse fréquence. En outre, la puissance induite par effet Joule est localisée et concentré à l'extrémité du noyau magnétique traduit par l'effet de la haute fréquence.

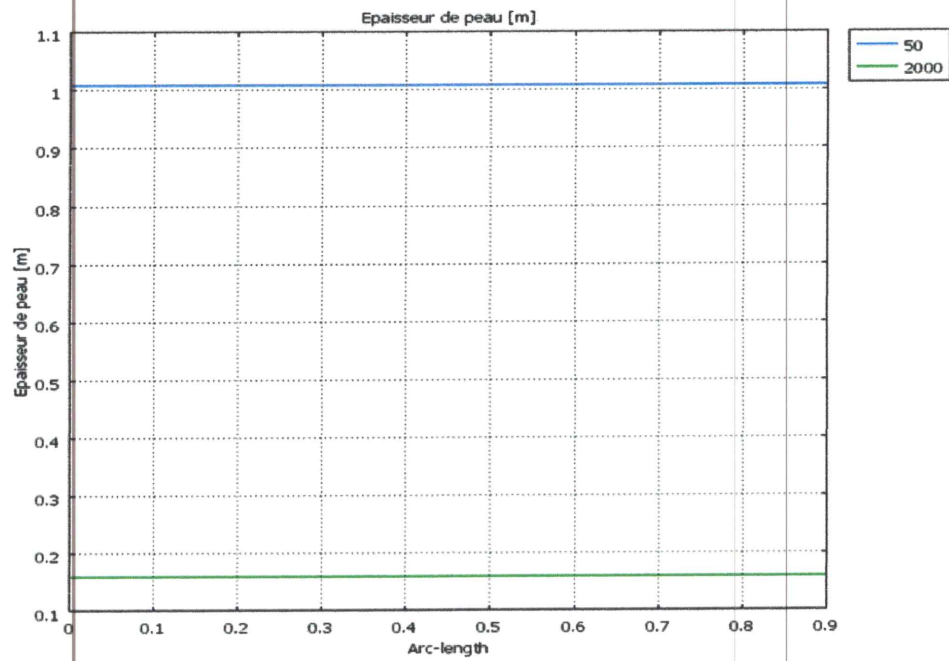


Figure III.32 Epaisseur de peau à 50Hz et 2kHz

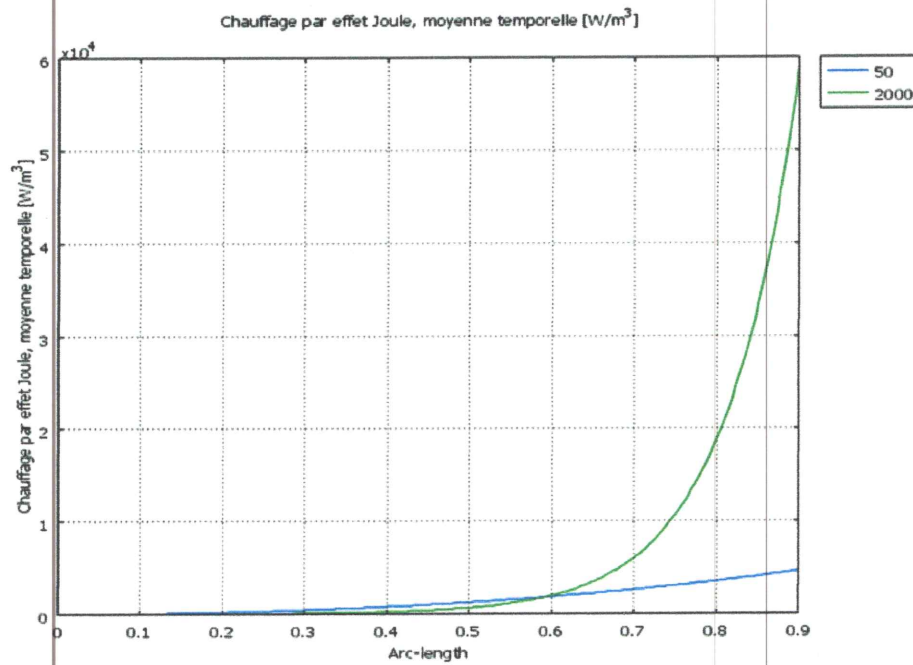


Figure III.33 Chauffage par effet joule à 50Hz et 2kHz en fonction de la distance pénétrante dans le noyau ferromagnétique

Conclusion

A travers ce chapitre on a adapté un modèle numérique élément finis du couplage fort basé certes sur des hypothèses de calcul simplificatrices, mais qui permet de mettre en évidence l'évolution des différentes grandeurs électromagnétiques, thermique et écoulement au sein des transformateurs de puissance. On a retrouvé certains aspects connus de l'induction, effet de l'inducteur, localisation surfacique en haute fréquence de la puissance et les courants induits. Ces résultats sont particulièrement importants pour des applications à l'échelle industrielle.

**Conclusion
Générale**

CONCLUSION GENERALE

De nombreuses études ont porté sur la modélisation des transformateurs de puissance, notamment analytique. En revanche, les modèles numériques qui modélisent les phénomènes multiphysiques complexes sont moins bien compris. Le développement des outils de calcul et l'évolution succincte de l'informatique ont mis la modélisation numérique comme la stratégie la plus profitable à l'heure actuelle et d'avenir chez les technologues qui peut contribuer aux développements des procédés industriels. La modélisation numérique consiste à construire un ensemble de fonctions mathématiques décrivant les phénomènes. En modifiant les variables introduites, on peut ainsi prédire les modifications du système physique. Dans ce contexte trois applications ont été étudiées et envisagées, étude de mécanisme de refroidissement dans un transformateur de puissance, identification des propriétés électriques en régime établie avec attaque en tension sinusoïdale et l'effet de la fréquence sur ces propriétés et les grandeurs électromagnétique qui intervenant d'une manière pertinente.

Tout d'abord, dans une première partie, on a présenté des généralités utiles sur les transformateurs de puissance afin de familiariser le lecteur avec le contenu de mémoire. On a commencé par un bref historique sur transformateurs de puissance et leurs impacts dans le réseau de transport d'énergie puis, on a décrit les différents types avec leurs conceptions et quelques modèles analytiques réservés aux calculs et l'identification des propriétés électriques des transformateurs. Une seconde est consacrée à la modélisation des phénomènes complexes, électromagnétique, thermique et écoulement. Ces phénomènes multiphysiques sont décrits par des équations aux dérivées partielles, associés aux propriétés des milieux considérés. Ce genre d'ensemble d'équations couplées, généralement résolu simultanément ou alternativement par des méthodes, de type analytique ou semi-analytique soit numérique.

La validation du modèle choisi, qui 'est basé sur une méthode numérique celle des éléments finis en utilisant le logiciel Comsol multiphysiques, était l'objet de la dernière partie. Les résultats obtenus pour différentes simulations du modèle éléments finis, couplé magnétohydrodynamique (électromagnétiques, thermiques et écoulement) lors d'un processus de refroidissement soit magnétodynamique sont présentés, interprétés et discutés en détail. Cette étude a montré aussi, les interdépendances entre différents phénomènes et l'influence du paramètre de la fréquence sur les propriétés électriques, quelques résultats sont validités par confrontation avec ceux obtenus par d'autres modèles trouvés dans la littérature. En outre, l'ensemble de nos résultats convaincant avec la physique et a un impact intéressant pour l'ingénierie tels que, l'intérêt de refroidissement et l'huile utilisé (borak22), identification numériquement des propriétés électriques, .etc.

Notre objectif initial de recherche à la contribution à la modélisation des transformateurs de puissance est atteint et touche vraiment un domaine actuel d'électrotechnique. Les résultats permettent d'obtenir de très bonnes connaissances des phénomènes multiphysiques et l'identification de certains paramètres dans les transformateurs de puissance. Cependant, la plupart des paramètres physiques et géométriques sont interdépendants et non-linéaires. La connaissance de certaines propriétés électriques, thermodynamiques et de transports est indispensable pour situer les hypothèses de base de la modélisation. Néanmoins, ces modélisations sont imparfaites et présentent donc des limitations.

Ce travail de master ouvre diverses perspectives de poursuites de travaux dans de nombreux domaines de modélisation tels que le génie électrique, le génie industriel et de la cinétique.etc.

Bibliographie

- [1] F. J. Uppenborn, History of the Transformer, Londres, E. & F. N. Spon, 1889
- [2] D.J. Allan, « Power Transformers – The Second Century », Power Engineering Journal, vol. 5, n° 1
- [3] A.E. (Ed.) Knowlton, *Standard Handbook for Electrical Engineers*, McGraw-Hill, 1949 p 562
- [4] Quentin R. Skrabec, George Westinghouse: Gentle Genius, Algora Publishing, 2007 , p. 102
- [5] Gerhard Neidhöfer, Michael von Dolivo-Dobrowolsky and Three-Phase: The Beginnings of Modern Drive Technology and Power Supply, Berlin, VDE-Verl., 2008
- [6] Madjid MEZIANI « Contribution à la modélisation analytico-numérique des transformateurs de puissance » Thèse de l'ingénieur de l'Université de TIZI OUZOU Année 2011.
- [7] MEZARI NAOUEL « Diagnostic des transformateurs de puissance » Thèse de magistère de l'Université TIZI OUZOU.
- [8] Anthony Lefevre « Contribution a la modélisation électrique, électromagnétique et thermique des transformateurs application à l'étude de l'échauffement sur charges non linéaires » Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes Année 2006.
- [9] Christophe Guerin « Détermination des pertes par courants de Foucault dans les cuves des transformateurs-modélisation des régions minces et prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques en régime harmonique » Thèse de doctorat Institut National Polytechnique de Grenoble, 1994.
- [10] T. Nakata ; N. Takahashi ; Y. Kawase « magnetic performance of step-lap joints in distribution transformer cores » IEEE Transactions On Magnetics, Vol. Mag-18, No. 6, November 1982.
- [11] Juan Carlos Olivares; Yilu Liu; Jose M. Canedo; Rafael Escarela-Perez ; Johan Driesen; Pablo Moreno « Reducing Losses in Distribution Transformers » IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, No. 3, pp 821-826, July 2003.
- [12] M. Eslamian B. Vahidi S.H. Hosseinian « Combined analytical and FEM methods for parameters calculation of detailed model for dry-type transformer Simulation Modelling » Practice and Theory 18 (2010) 390–403-ScienceDirect.
- [13] A.Morched, L.Marti, J Ottevangers « a high frequency transformer model for EMTP ». IEEE transaction on Power Delivery Vol. 8, No. 3, July 1993.
- [14] S.Boudraa « analyse du gaz dissous dans les huiles des transformateurs en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.

- [15] SONALGAZ Doctrine de maintenance du réseau de transport, Cahier N°2 « Les transformateurs de puissance », GRTE, Région de transport d'électricité d'Alger 08-09-2008.
- [16] M.jose Ignacio ANGUS GOMES, Mlle Ana AZNAR BLANES « Technique de diagnostic des transformateurs de puissance », Formation sur le diagnostic des transformateurs, ayant lieu à EL-HAMMA, du 27/10 au 29/10/2007.
- [17] H.Houassine « Etudes des surtensions dans les blocs alternateur-transformateurs des centrales électriques », thèse de Doctorat, département Génie, Université de TIZI-OUZOU 2010.
- [18] OMICRON electronics « FRAnalyzer manuel d'utilisation »Référence – VESD0662 Version du manuel: FRA.FR.1, 2006.
- [19] Megger « FRAX 101 Analyseur de réponse de la fréquence de balayage » FRAX101_DS_fr_V01.
- [20] C. W. Trowbridge, J. K. Sykulski, "Some Key Developments in Computational Electromagnetic and Their Attribution", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, n° 4, April 2006, p. 503-508
- [21] G. Fournet, "Electromagnétisme", *Technique de l'ingénieur*, vol. D 1 020, 2001, *Traité Convertisseurs et Machines Electriques*, 1993, p. 1-89.
- [22] X. Brunotte, "Modélisation de l'Infini et Prise en Compte de Régions Magnétiques Minces – Application à la Modélisation des Aimantations de Navires", Spécialité : Electrotechnique, Institut National Polytechnique de Grenoble, 18 Décembre 1991.
- [23] D. A. Koppikar, S.V. Kulkarni, G. Ghosh, S.M. Ainapure and J.S. Bhavsar, "Circulating-Current Loss in Transformer Windings", *IEE Proceeding on Science, Measure and Technology*, vol. 145, n° 4, July 1998, p. 136-140
- [24] M. V. K. Chari, G. Bedrosian, J. D'Angelo and A. Konrad, "Finite Element Applications in Electrical Engineering", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, n° 2, March 1993, p. 1306-1314.
- [25] O. Biro and K. Preis, "On the Use of the Magnetic Vector Potential in the Finite Element Analysis of Three-Dimensional Eddy Currents", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 25, n° 4, July 1989, p. 3145-3159.
- [26] F. Piriou and A. Razek, "Finite Element Analysis in Electromagnetic Systems Accounting for Electric Circuits", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, n° 2, March 1993, p. 1669-1675.
- [27] Z. Ren, "Influence of the R.H.S. on the Convergence Behaviour of the CurlCurl

- Equation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, n° 3, May 1996, p. 655-658.
- [28] A. Kameari and K. Koganezawa, "Convergence of ICCG Method in FEM Using Edge Elements without Gauge Condition", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, n° 2, March 1997, p. 1223-1226
- [29] A. Bossavit and J. C. Vérité, "The "TRIFOU" Code : Solving the 3-D Eddy-Currents Problem by Using H as State Variable", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 19, n° 6, November 1983, p. 2465-2470.
- [30] V. P. Bui, Y. Le Floch, G. Meunier and J-L. Coulomb, "A New ThreeDimensional (3-D) Scalar Finite Element Method to Compute T0", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, n° 4, April 2006, p. 1035-1038.
- [31] O. Biro, K. Preis, W. Renhart, G. Vrisk and K.R. Richter, "Computation of 3-D Current Driven Skin Effect Problems Using a Current Vector Potential", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, n° 2, March 1993, p. 1325-1328
- [32] K. Preis, O. Biro, G. Buchgraber and I. Ticar, "Thermal-Electromagnetic Coupling in the Finite-Element Simulation of Power Transformer", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, n° 4, April 2006, p. 999-1002.
- [33] G. Meunier, H.T. Luong and Y. Maréchal, "Computation of Coupled Problem of 3D Eddy Current and Electrical Circuit by Using T0 – T - ϕ Formulation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, n° 5, September 1998, p. 3074-3077.
- [34] O. Biro, K. Preis, G. Vrisk, K.R. Richter and I. Ticar, "Computation of 3-D Magnetostatic Fields Using a Reduced Scalar Potential", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, n° 2, March 1993, p. 1329-1332.
- [35] M. A. Tsili, A. G. Kladas, P. S. Georgilakis, A. T. Souflaris, C. P. Pitsilis, J. A. Bakopoulos and D. G. Paparigas, "Hybrid Numerical Techniques for Power Transformer Modeling : A Comparative Analysis Validated by Measurements", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, n° 2, March 2004, p. 842-845.
- [36] F. Groh, D. Beck, W. Hafla, A. Buchau and W. M. Rucker, "Calculating Exciting Fields Using the Fast Multipole Method and an Integral Transformation to the Coil Surface", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, n° 5, May 2005, p. 1384-1387.
- [37] A. Abakar, "Modélisation Tridimensionnelle de Systèmes Electromagnétiques Comportant des Régions Filaires et des Régions Minces : Application en CEM 50Hz à des dispositifs EDF", Spécialité : Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, 27 Avril 2001.
- [38] C. Guérin, "Détermination des pertes par courants de Foucault dans les

- cuves de transformateurs – Modélisation de régions minces et prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques en régime harmonique", Spécialité : Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, 29 Septembre 1994.
- [39] S. Bouissou, F. Piriou, "Comparison Between Two Formulation in Terms of Potential for the Coupling of Magnetic and Electric Circuit Equations", *IEE Proceeding in Science, Measurement and Technologie*, vol. 141, n° 6, November 1994, p. 486-490.
- [40] T. Henneron, S. Clénet and F. Piriou, "Calculation of Extra Copper Losses with Imposed Current Magnetodynamic Formulations", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, n° 4, April 2006, p. 767-770.
- [41] C. Guéin, "Détermination des pertes par courants de Foucault dans les cuves de transformateurs – Modélisation de régions minces et prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques en régime harmonique", Spécialité : Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, 29 Septembre 1994.
- [42] E. Chauveau, "Contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électriques – Application à l'étude de l'influence des harmoniques sur l'échauffement des moteurs asynchrones", Spécialité : Electronique & Génie Electrique, Université de Nantes, 23 Novembre 2001.
- [43] P. Thureau, "Introduction aux Transferts Thermiques", Technique de l'ingénieur, Traité Mesure et Contrôle, vol. R 2 831, 2001, p. 1-31.
- [44] M. N. Özisik, "Heat transfer : A basic approach", McGraw-Hill International Editions, 1985.
- [45] A. Bensmaia, J. Aubin and A. Skorek, "Simulation of the Behaviour of Fluids in Thermal Analysis of the Windings of Power Transformers", *IEEE Proceeding of Canadian Conferences on Electrical and Computer engineering (CCECE)*, vol. 1, September 14-17, 1993, p. 297-300.
- [46] G. Swift, T. S. Molinski, R. Bray and R. Menzies, "A Fundamental Approach to Transformer Thermal Modeling – Part II : Field Verification", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 16, n° 2, April 2001, p. 176-180.
- [47] L. W. Pierce, "Predicting Hottest Spot Temperatures in Ventilated Dry Type Transformers Windings", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, n° 2, April 1994, p. 1160-1172.
- [48] Z. Dianchun, Y. Jiayang and W. Zhenghua, "Thermal Field and Hottest Spot of the Ventilated Dry-Type Transformer", *6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, vol. 1, June 21-26, 2000, p. 141-143

- [49] A. M. Urling, V. A. Niemela and G. R. Skutt, T. G. Wilson, "Characterizing High-Frequency Effects in Transformer Windings – A Guide to Several Significant Articles", *IEEE 4th Applied Power Electronics Conference (APEC'89)*, Baltimore, March 1989, p. 373-385
- [50] J. Jin, "The Finite Element Method in Electromagnetics", Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons Inc., 1993.
- [51] J. P. A. Bastos and N. Sadowski, "Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods", Universidade Federal de Santa Catarina – Florianopolis, Brazil, Marcel Dekker Inc., 2003
- [52] J. C. Sabonnardière et J. L. Coulomb, "Calcul des Champs Electromagnétiques", *Technique de l'ingénieur, Traité Convertisseurs et Machines Electriques*, vol. D 3 020, 1988, p. 1-19.