

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement supérieure et de la recherche scientifique

UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE

Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'Electrotechnique

THESE

Présentée pour l'Obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences

En Electrotechnique

Spécialité: Machines électriques

Présentée par

BELATEL MIMI

THEME

ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES
PAR CAO

Soutenu le: 06 / 07 /2009

Devant le jury :

Président :	M. Aissa Bouzid	Prof	Univ. Constantine
Rapporteur :	M. Hocine Benalla	Prof	Univ. Constantine
Examineurs:	M. Boubaker Azoui	Prof	Univ. Batna
	M. Abdelhak Bennia	Prof	Univ. Constantine
	M. Djallel Dib	M.C	Univ. Tebessa

Remerciements

Mes remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

Je tiens à remercier sincèrement toute personne m'a aidée de près ou de loin pour évaluer ce travail et plus particulièrement mon encadreur Monsieur Hocine Benalla, Professeur au département d'électrotechnique de Constantine. Je tiens à lui exprimer ma reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordée et pour l'intérêt qu'il a constamment porté à mes travaux de recherches.

Je suis très sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur Aissa Bouzid, Professeur au département d'électrotechnique de Constantine, en acceptant de présider la commission d'examen de ma présente thèse de Doctorat en science.

Je remercie chaleureusement Monsieur Boubaker Azoui, Professeur à l'Université de Batna, Monsieur Abdelhak Bennia, Professeur à l'Université de Constantine ainsi que Monsieur Djallel Dib, Maître de Conférence à l'Université de Tebessa, pour avoir participé avec leurs esprit critique au jury et pour avoir examiné avec beaucoup d'attention et débat ma thèse.

Je tiens enfin à exprimer mes vifs remerciements à toute l'équipe MAGE du laboratoire G2ELAB (Grenoble Génie Electrique) de m'avoir accepté d'être parmi eux dans des stages de courtes durées, et à ceux qui ont contribué de près ou de loin dans ce laboratoire pour que je puisse avancer dans ma recherche.

Je tiens à remercier beaucoup ma famille et plus particulièrement ma très chère mère, qui ma beaucoup encouragée et à qui je dois ma réussite ainsi que mes deux frères qui ont été un soutien pour moi dans les bons et les mauvais moments pendant la préparation de ce travail.

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre I: CAO des Machines Electriques : Etat de l'Art	
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 HISTORIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES	4
I.3 DEFINITIONS ET ETAPES DE CAO	12
I.3.1 Choix de la structure du dispositif	13
I.3.2 Dimensionnement de la structure choisie	13
I.4 NECESSITE ET APPLICATIONS DE CAO	14
I.5 CAO : MISE EN ŒUVRE	16
I.5.1 Matériel	16
I.5.2 Logiciel	16
I.6 OUTILS DE CAO	17
I.6.1 Outils d'aide au choix de la structure du dispositif à concevoir	17
I.6.2 Outils de dimensionnement de la structure du dispositif à concevoir	17
I.7 METHODOLOGIES EN CONCEPTION DES MACHINES ELECTRIQUES	18
I.7.1 Démarche de conception	18
I.7.2 Nature des problèmes	19
I.7.3 Formulations mathématiques	19
I.8 CAO DES MACHINES ELECTRIQUES	19
I.8.1 Problématiques	20
I.8.2 Motivations	21
I.9 CAO : ASPECTS ECONOMIQUES	23
I.10 LA CAO DU FUTUR	24
I.11 CONCLUSION	25
Chapitre II: CAO d'un Générateur Synchrone à Pôles Saillants sous Matlab	
II.1 INTRODUCTION	26
II.2 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE	26
II.3 MISE EN EQUATIONS DES MACHINES SYNCHRONES	29
II.3.1 Equations en termes des variables de phases	29
II.3.2 Transformation de Park	33
II. 3.3 Calcul opérationnel	39
II.4 PROBLEMATIQUE DU GENERATEUR SYNCHRONE A POLES SAILLANTS	41
II.4.1 Principe de la méthode des éléments finis	41
II.4.1.1 Formulation magnétostatique	43
II.4.1.2 Formulation magnétodynamique couplée aux équations de circuit	45
II.4.2 Principe de la méthode des éléments finis de frontières	49
II.4.3 Mise en équations de la méthode développée pour faire l'étude du générateur synchrone	50
II.4.4 Architecture du superviseur utilisé	53
II.4.4.1 Le Pré-processeur	55
II.4.4.2 Le Processeur	56
II.4.4.3 Le Post-processeur	56
II.5 RESULTATS DE MODELISATION DU GENERATEUR SYNCHRONE A POLES	57
II.5.1 La géométrie	58
II.5.2 Le maillage	58
II.5.3 Les conditions aux limites	58
II.5.4 Les coefficients	58
II.5.5 La résolution	60
II.5.6 L'exploitation	60
II. 6 CONCLUSION	63

Chapitre III: CAO d'un Générateur Synchrone à Aimant Permanent sous Flux	
III.1 INTRODUCTION	65
III.2 ETAT DE L'ART	66
III.3 DESCRIPTION DU SYSTEME ENERGETIQUE UTILISE DANS LA PRODUCTION D'ENERGIE EOLIENNE	68
III.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'EOLIENNE	71
III.5 CONVERSION DE L'ENERGIE EOLIENNE EN ENERGIE ELECTRIQUE	72
III.6 PRESENTATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS	73
III.6.1 Classification des machines synchrones à aimants permanents	74
III.6.1.1 Les machines sans pièces polaires (SPP)	74
III.6.1.2 Les machines avec pièces polaires (APP)	75
III.6.2 Méthodes de calcul des machines synchrones à aimants permanents	76
III.7 PROBLEMATIQUE DU GENERATEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS	77
III.7.1 Modèle géométrique	82
III.7.2 Modèle électromagnétique	84
III.7.2.1 Calcul de l'induction d'entrefer par une modélisation par des réductances	87
III.7.2.2 Calcul de l'induction d'entrefer par résolution des équations du champ en séparant les variables	88
III.7.3 Modèle numérique	91
III.7.3.1 Description du logiciel	92
III.7.3.1a Description géométrique et maillage: PREFLUX	92
III.7.3.1b Description des circuits : CIRFLU	95
III.7.3.1c Gestion de la banque de matériaux : CSLMAT	96
III.7.3.1d Description des propriétés physiques : PROPHY, COPPRO, MODPRO	97
III.7.3.1e Résolution des problèmes : SOLVER	97
III.7.3.1f Exploitation des résultats : POSTPRO	97
III.7.3.2 Validations des résultats de simulation analytique-numérique	99
III.8 CONCLUSION	102
Chapitre IV: CAO Optimisée d'un Moteur Asynchrone sous Matlab/Flux 2D	
IV.1 INTRODUCTION	103
IV.2 ETAT D'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE	104
IV.2.1 Description de la machine asynchrone	105
IV.2.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	108
IV.3 MISE EN EQUATIONS ET PROBLEMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE	109
IV.3.1 La modélisation électromagnétique du moteur asynchrone	109
IV.3.1.1 Les modèles externes	109
IV.3.1.2 Les modèles internes	115
IV.3.1.3 Couplage des équations électriques et magnétiques dans un moteur asynchrone	116
IV.3.1.3a Equations du rotor	118
IV.3.1.3b Equations du stator	120
IV.3.2 Résultats de la modélisation électromagnétique du moteur asynchrone	122
IV.4 OPTIMISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE PAR CAO/ANN's	126
IV.4.1 Problématique de CAO optimisée du moteur asynchrone	126
IV.4.2 Résultats de CAO optimisée du moteur asynchrone	128
IV.4.3 Problématique d'optimisation du moteur asynchrone par les réseaux de neurones	133
IV.4.4 Principes et définitions des réseaux de neurones artificiels	134
IV.4.5 Résultats d'optimisation du moteur asynchrone par les réseaux de neurones	140
IV.5 CONCLUSION	141
Conclusion Générale	142
Bibliographie	144

Introduction Générale

Introduction Générale

Ce travail est basé sur l'*étude des machines électriques par CAO* et plus particulièrement les machines synchrones et asynchrones. Ces machines sont les versions les plus répandues des machines électriques classiques dans tous les systèmes énergétiques. Les grandes génératrices synchrones équipent, presque sans exception, toutes les centrales électriques. Les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés grâce aux nombreux progrès techniques enregistrés, ces dernières décennies dans les domaines de l'électronique de puissance, des systèmes de commande et des matériaux. Tandis que dans l'industrie, les moteurs asynchrones à cage d'écureuil se sont largement imposés par leurs robustesse, leurs simplicité de réalisation et l'absence de contacts mobiles au rotor [1].

Le terme de «Conception assistée par ordinateur» ou bien CAO est aujourd'hui utilisée à tort et à travers, ce qui lui vaut de perdre de sa signification. Pour des personnes, cette appellation couvre l'ensemble des tâches qu'un ordinateur est capable d'assumer lors du développement de produits techniques, les spécialistes utilisent plutôt le vocabulaire de «X » assistée par ordinateur (XAO), où «X» peut être remplacé par «dessin», «fabrication», «conception», etc. D'autre part, il est naïf de croire que l'emploi de moyens de CAO n'est justifié que lors du calcul des circuits électroniques intégrés, avant de disserter sur les différentes possibilités de la CAO dans le domaine des machines électriques [2].

La conception des machines électriques modernes est une tâche difficile dans le sens où la géométrie de celles-ci est complexe et leurs modèles sont non-linéaires à cause des phénomènes électromagnétiques, mécaniques et thermiques qui interagissent et présentent un couplage fort. De plus, les caractéristiques et les performances requises doivent être optimisées, tout en respectant un ensemble de contraintes techniques et/ou économiques exigé par le cahier des charges.

La souplesse et la puissance des ordinateurs croissant de plus en plus, ont incités les chercheurs chargés de la conception des machines électriques à développer des programmes de dimensionnement et d'optimisation de plus en plus performants. Ces outils permettent une conception assistée par ordinateur (CAO), basée essentiellement sur l'analyse, la simulation et l'exploitation automatique des ensembles de solutions possibles.

De nos jours, un outil de CAO optimisée des machines électriques doit tenir compte des contraintes d'un cahier des charges prédéfini, prendre en considération les différents phénomènes

électromagnétiques, thermiques au sein de la machine à concevoir et optimiser les performances en cherchant une meilleure solution.

Afin de réaliser une telle tâche, on a besoin d'une modélisation analytique et/ou numérique des différents phénomènes qui régissent le fonctionnement de la machine. Un modèle aussi général et précis que possible, pourvu d'un minimum d'hypothèses simplificatrices et ne nécessitent pas un temps de traitement excessif, est préférable. D'autre part, un ensemble de techniques d'optimisations sous contraintes peut être employé pour rechercher la meilleure solution en terme d'une performance à améliorer tout en respectant un ensemble d'exigences (contraintes structurelles, physiques ou économiques...) [3-12].

Dans cette thèse, on s'intéresse principalement à la CAO avec un couplage des méthodes analytiques et/ou numériques, appliquées aux machines synchrones et asynchrones. On s'attachera surtout à dégager des principes généraux de la CAO des machines électriques, les stratégies d'optimisations et de couplages des équations et des méthodes, ainsi que la modélisation électromagnétique de ce genre de machines électriques par les deux logiciel Matlab et Flux 2D.

■ Au *premier chapitre*, on présente un état d'art ainsi que nos problématiques et motivations dans le domaine de CAO des machines électriques et plus particulièrement les machines synchrones et asynchrones. On commence toujours par citer le problème de CAO, puis en partant d'un cahier des charges bien déterminé qui peut être transcrit sous forme d'un problème de dimensionnement et d'optimisation non linéaire associé à un outil d'analyse analytique et/ou numérique de la structure, on procède à son dimensionnement par le choix de la méthode convenable qui permet le dimensionnement, la conception et l'optimisation de la structure étudiée.

■ La méthode exposée au *deuxième chapitre*, donne quelques points essentiels sur le couplage de la méthode des éléments finis et la méthode des intégrales de frontières. Les grandes étapes de la résolution numérique seront rappelée, ainsi qu'une application sur le générateur synchrone à pôles saillants est présentée sous Matlab et qui offre autant de perspectives à ce travail. Dans le domaine maintenant classique des machines à commutation électronique, la croissance des demandes industrielles pour des applications de plus en plus exigeantes (automobile, bateaux, avions, génératrices éolienne,...) ont rendu nécessaire l'élaboration de démarches nouvelles d'approche de conception et d'optimisation. Dans ce contexte on a voulu faire, à partir d'objectifs nouveaux un couplage de deux méthode numérique pour l'étude de ce genre d'actionneur électromécanique qui est beaucoup utilisé en électrotechnique et surtout dans le domaine industriel.

■ Le *troisième chapitre* est basé sur l' étude par CAO d'une machine synchrone à aimant permanent pour la production d'énergie éolienne. La mise en œuvre d'une méthodologie de conception fondée sur la modélisation multiphysique est l'objet de ce chapitre. Elle consiste à associer une approche analytique et une approche numérique utilisant la méthode des éléments finis. L'étude est alors réalisé par le couplage d'un outil logiciel commercial d'aide à la conception des systèmes modélisables analytiquement à des codes de calcul par la méthode des éléments finis développés par Cedrat et nommé Flux 2D. L'étude analytique, fondée sur un modèle magnétoélectrique, fournit une solution qui répond globalement aux spécifications d'un cahier des charges bien déterminé. L'analyse numérique complète, d'une part et le dimensionnement en intervenant sur un nombre réduit de paramètres géométriques d'autre part, permet d'étudier le comportement dynamique de ce genre d'actionneur électromécanique. Dans ce contexte, nous avons entrepris dans ce chapitre le développement d'un outil automatique de dimensionnement par CAO de machine synchrone à aimant permanent en vue de la conception de génératrice pour la conversion d'énergie éolienne.

■ Le *quatrième chapitre* est basé sur la CAO optimisée d'un moteur asynchrone sous Matlab/Flux 2D avec un couplage des équations électriques et magnétiques de ce genre de machine. Puisque l'industrie électrique est pour la plupart de ses activités, le carrefour de plusieurs disciplines complémentaires, une machine électrique est principalement destinée à la conversion énergétique entre l'électricité et la mécanique et, de ce fait, est le siège de phénomènes électromagnétiques et mécaniques (couples, vibrations, efforts électrodynamiques,...etc) mais aussi thermiques (échauffements dus aux pertes, ...etc) qui doivent être abordés simultanément lors de la conception de la machine. De même, un convertisseur statique à base de composants semi-conducteurs (thyristors, transistors....etc) allie, dans ses principes de fonctionnement, des notions approfondies d'électrotechnique et d'électronique de puissance et de commande.

Dans ce contexte, on a choisis de faire une étude électrique/magnétique par le couplage des équations électriques et magnétiques d'un moteur à induction pour visualiser les phénomènes électromagnétiques dans le mode dynamique de cette machine, puis on a fais une autre étude basé sur la CAO optimisée par un couplage électromagnétique/thermique pour l'optimisation des trous de ventilations en utilisant les méthodes d'intelligences artificielles et spécialement les réseaux de neurones, les résultats sont issus des deux logiciels Matlab/Flux 2D

Chapitre I

*CAO des Machines Electriques :
Etat de l'Art*

Chapitre I: CAO des Machines Electriques : Etat de l'Art

I.1 INTRODUCTION

Les outils d'analyses par ordinateur des dispositifs électrotechniques de façon générale ne permettent que de déterminer les performances des machines électriques en partant d'une conception initiale ou d'une expérience, cela implique qu'un problème de dimensionnement qui utilise des outils de CAO doit être traité obligatoirement par un processus itératif. Dans ce contexte, on cherche généralement à établir une méthodologie de conception la plus efficace possible pour les machines électriques de façon générale [13]. Ce chapitre a pour objectif de rendre compte des outils et méthodologies utilisés pour la CAO des machines électriques par des apports théoriques et par la mise en œuvre des méthodologies proposées.

I.2 HISTORIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES

D'après **Multon** [14], l'histoire des machines électromagnétiques débute véritablement à la fin de 1819, à Copenhague, par la mise en évidence de l'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimantée. Rappelons que **Nollet** ainsi que **Franklin** avaient remarqué qu'un courant électrique pouvait magnétiser ou démagnétiser les aimants environ 80 ans auparavant, ils n'avaient cependant pas eu la chance de voir une aiguille de boussole se mouvoir lorsqu'ils produisaient des décharges électriques. Malgré tout, les très nombreuses expériences réalisées un peu partout en Europe et en Amérique au **XVIIIe** siècle ont constitué les germes de la révolution de l'électricité du **XIXe** siècle. L'expérience, effectuée par le Danois Hans-Christian **Oersted** allait susciter, lors de la publication de ses résultats en juillet 1820, une intense activité de recherche dans le monde entier. Ainsi dès Septembre 1820, le Français André-Marie **Ampère** énonce la "règle du bonhomme d'Ampère", en Novembre 1820, Dominique François **Arago** annonce qu'il a réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde, c'est aussi à cette époque qu'en Angleterre, Humphrey **Davy** fait la même découverte: le principe de l'électroaimant était établi.

Désormais, du fait de cette rapidité d'évolution, il sera de plus en plus difficile d'attribuer à tel ou tel, toute découverte ou invention nouvelle. Ces réserves en fait, nous donnerons toutefois des noms et des dates. En 1821, l'Anglais Michael **Faraday** réalise le premier moteur électromagnétique, en 1822, Peter **Barlow** lui adjoint une roue dentée. C'est sous le nom de "roue

de Barlow " que cette machine est connue en France (les Anglo-Saxons la nomment "moteur de **Faraday**"). Rappelons toutefois que ce premier moteur était inapte à toute application industrielle et qu'il n'a jamais tourné que sur les tables de démonstration des laboratoires et des salles de cours. En 1831, **Faraday** énonce les principes de l'induction électromagnétique, pendant cette période, le Russe Friedrich emil **Lenz** et l'Américain Joseph **Henry** ont de leur côté, effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

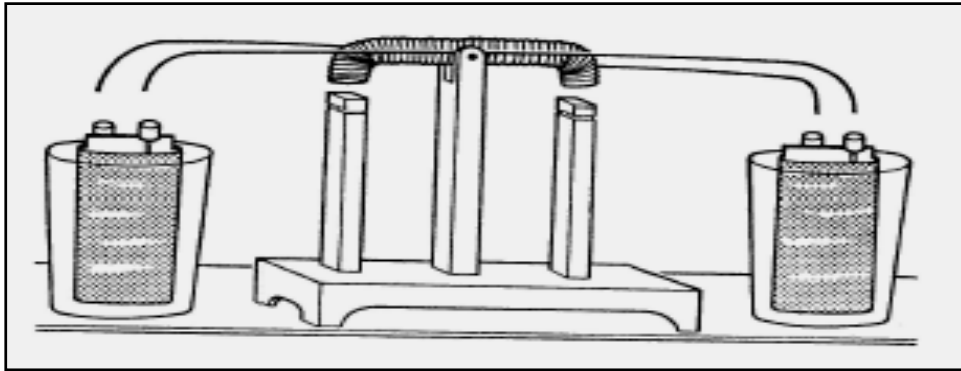


Fig. (I. 1): Moteur électromagnétique de Joseph HENRY: 1831

En 1831, tous les principes qui allaient permettre de réaliser les moteurs électromagnétiques se trouvaient donc établis. **Henry** conçut alors, cette année là un électro-aimant qui alimenté par une pile pouvait soulever 50 fois son propre poids. Il construisit aussi un "actionneur" de laboratoire qui peut être considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable. Les oscillations verticales connectent alternativement les 2 bobinages aux bornes des 2 piles placées de part et d'autre de l'appareil.

En 1832, **Ampère** fait réaliser, par le constructeur français Hippolyte **Pixil**, la première génératrice à courant continu: il s'agit en fait d'une machine comprenant un aimant tournant entraîné par une manivelle et deux bobines fixes dans lesquelles sont induites des tensions alternatives, celles-ci devant être redressées pour délivrer un courant continu, un redresseur mécanique est inventé pour l'occasion. De son côté, en 1836, l'Anglais Hyde **Clarke** conçoit une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de **Pixil/Ampère**; ceci permet d'avoir un commutateur redresseur entraîné directement par l'arbre. On peut dire qu'il s'agit là de l'ancêtre de la machine à courant continu. Toutes ces machines génératrices d'électricité posent toutefois le problème fondamental de la commutation mécanique de courants inductifs! De nombreux chercheurs travaillent à cette amélioration: l'Allemand Werner **Siemens** construit peu avant 1856 une magnéto (ce terme est employé lorsque le champ inducteur est généré par un aimant permanent) dans

laquelle le rotor est un cylindre en fer doux comportant un bobinage en forme de navette en 1856, l'inducteur devient un électro-aimant. En 1865, l'Italien Antonio **Pacinotti** construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré, cependant ses travaux passent inaperçus. C'est seulement en 1869 que le célèbre Belge Zénobe **Gramme**, employé de la compagnie française "l'Alliance" spécialisée dans la fabrication de génératrices de courant continu, dépose un brevet sur l'induit en anneau que **Pacinotti** avait inventé auparavant et qu'il tenta vainement de contester. La même année (1869), James-Clark **Maxwell**, élève et continuateur de **Faraday**, publie sa théorie unifiée des phénomènes électromagnétiques.

Mais, bien avant que la machine à courant continu n'arrive à maturité et surtout qu'elle n'occupe une place très importante parmi les machines électromagnétiques tant comme moteur que comme génératrice, bien d'autres structures furent inventées, leur exploitation connaissant des fortunes diverses. De nombreuses machines que nous dirions aujourd'hui à réluctance variable furent proposées. Parmi les inventeurs, citons le savant physicien russe **De Jacobi** qui dans un rapport qu'il présenta à l'académie des sciences de Saint Pétersbourg en 1834, proposa d'appliquer l'électromagnétisme aux machines et décrivit une structure tournante à réluctance variable. Citons aussi le professeur et physicien américain Charles Grafton **Page** qui réalisa plusieurs dispositions originales à fer tournant entre 1835 et 1840. La figure (I. 2) montre trois moteurs de **Page**. On remarquera que les courants des bobines étaient commutés par des interrupteurs mécaniques en synchronisme avec le mouvement; il s'agissait pour employer un terme contemporain, d'un autopilotage.

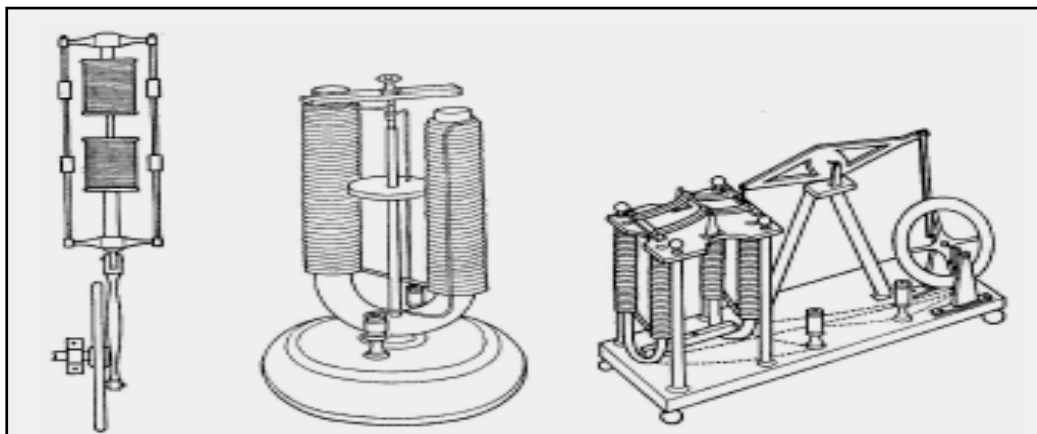


Fig.(I. 2): Moteurs de Charles G. PAGE (années 1835 à 1840)

En France, vers 1840 l'ingénieur **Gaiffe** construit un moteur de démonstration, lui aussi autopiloté mécaniquement (figure I. 3). Il comportait, d'après ce que les dessins laissent entrevoir,

des électro-aimants attirant des noyaux plongeurs et reproduisant ainsi le fonctionnement des moteurs à vapeur à pistons, le mouvement linéaire étant transformé en rotation par un système mécanique.

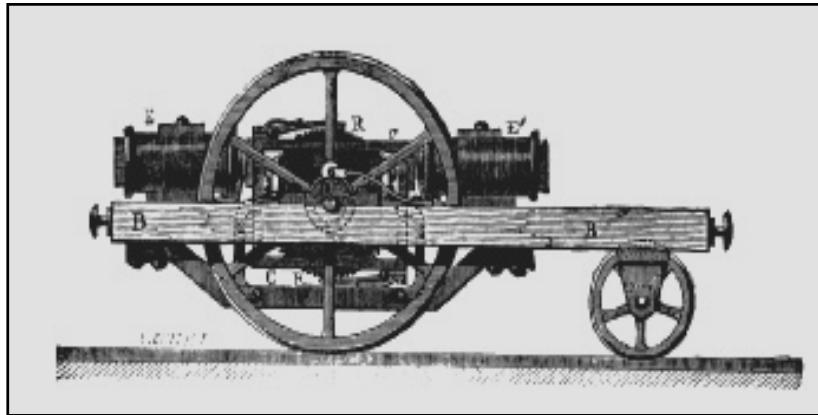


Fig. (I. 3): Moteur de GAIFFE (1840 environ)

D'autres moteurs similaires furent conçus en 1837 par l'Américain **Davenport** (actionneur de presse d'imprimerie) et par l'Écossais Robert **Davidson** en 1839 pour l'entraînement d'un tour. À cette époque, le Français Gustave **Froment**, ancien élève de l'École Polytechnique, réalise un moteur de grandes dimensions constitué de deux électro-aimants. Ce moteur reprenait la disposition des machines à vapeur, la figure (I. 4) en montre la structure. En 1865, **Bourbouze** avait aussi élaboré un moteur électrique à deux noyaux plongeurs dont la structure se rapprochait de celle d'une machine à vapeur à cylindres verticaux.

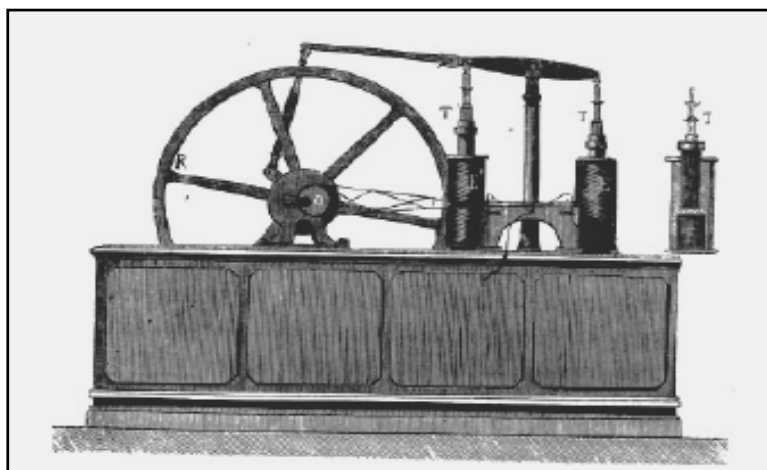


Fig. (I. 4): Moteur à pistons électromagnétiques de Gustave FROMENT

En 1842 **Davidson**, utilise un des premiers moteurs tournants, figure (I. 5) à réluctance variable pour entraîner à 4 miles/heure (soit environ 6 km/h) un véhicule ferroviaire de 6 tonnes entre Edinburgh et Glasgow; il s'agit sans doute de la première locomotive électrique. **Davidson** a équipé une locomotive d'un moteur **Patterson** conçu à Paris en 1840. Le stator de ce moteur est constitué de deux électro-aimants en forme de U qui attirent à tour de rôle, 3 barres situées sur le rotor. Un commutateur mécanique entraîné par l'axe réalise la connexion successive des bobines aux batteries.

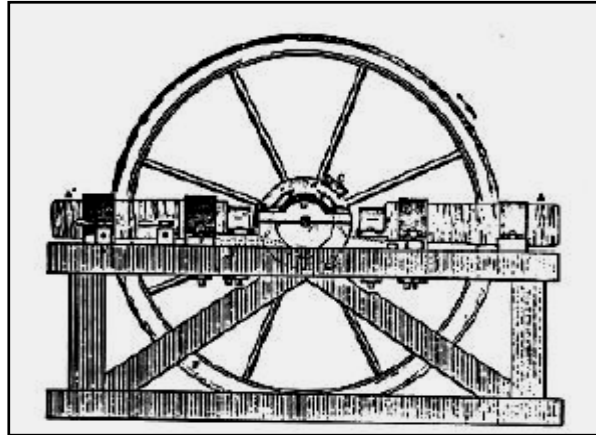


Fig. (I. 5): Moteur de DAVIDSON ou PATTERSON (1842)

En 1845, Gustave **Froment** réalise un moteur tournant performant, ancêtre des moteurs à réluctance variable à double saillance. Ce moteur servait à entraîner des machines à tracer des divisions sur des règles, cadrans, etc. La figure (I. 6) montre un moteur à 4 phases: on observera la disposition des bobines d'une même phase qui permet de minimiser la longueur des trajets du flux dans les circuits de retour, ce moteur fut utilisé entre autres applications pour remonter des poids d'horloge .

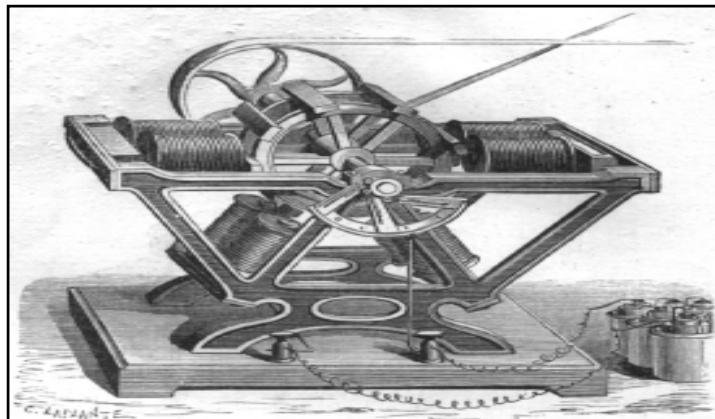


Fig. (I. 6): Moteur élémentaire de FROMENT (1845)

La figure (I. 7) présente un autre dispositif plus puissant constitué d'un empilage de 5 structures élémentaires comprenant chacune 4 électro-aimants à deux pôles bobinés, on remarquera le commutateur mécanique permettant l'autopilotage. Le couple de ce moteur atteignait 500 N.m environ. Les moteurs de **Froment** furent probablement les premiers à être utilisés pour des applications industrielles. Toutes ces machines à réluctance variable n'ont, semble-t-il été utilisées que pour des fonctionnements en moteur, leur apparence passive n'a pas laissé immédiatement entrevoir leur réversibilité.

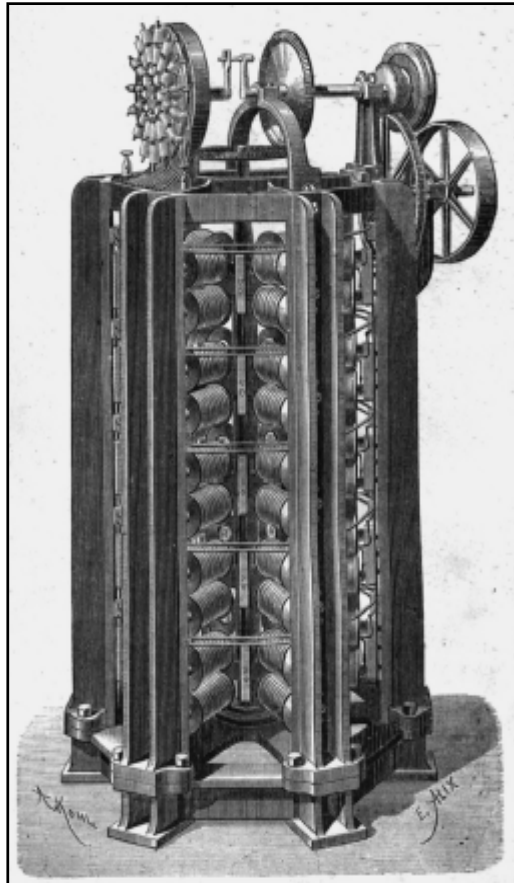


Fig. (I. 7): Moteur composé de FROMENT (1848)

D'autres types de machines furent fabriqués pour constituer des générateurs, à partir de 1860, la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes qui comprenaient au stator un grand nombre d'aimants inducteurs en fer à cheval et au rotor le même nombre d'électro-aimants induits il y avait un nombre double de coquilles redresseuses, ces engins étaient complexes, bruyants, peu fiables et générateurs d'étincelles. Ce sont

entre autres ces raisons qui ont poussé **Gramme**, employé de la société, à réaliser une meilleure génératrice à courant continu.

Au début des années 1880, de nombreux moteurs à courants alternatifs avaient été mis au point en partant du principe de réversibilité des générateurs précédemment inventés; l'obstacle majeur résidait dans la difficulté de leur démarrage ou dans la fragilité de leur commutateur mécanique qui s'usait très rapidement à cause des coupures inductives.

Ce fut en 1878, alors qu'il était étudiant à l'école polytechnique de Graz en Autriche, que le Yougoslave Nikola **Tesla** suggéra pour la première fois à ses enseignants que l'on pouvait fabriquer un moteur sans aucun commutateur, ceci pendant qu'il observait une dynamo de **Gramme** étincelante! En 1883, alors employé par **Edison** à Paris et séjournant à Strasbourg, il construisit le premier prototype grossier de machine asynchrone. Parallèlement, entre 1879 et 1883 en Italie, Galileo **Ferrari** réalisait des expériences sur le sujet et établissait la théorie du champ tournant, il publia la théorie du moteur asynchrone en 1888 et montra en particulier que le couple était proportionnel au glissement. Pendant ce temps, **Tesla** partait aux USA pour tirer un meilleur parti de son invention. Là bas, il rencontra Thomas **Edison** qui, quant à lui était un partisan convaincu du courant continu. Aussi, ce dernier embaucha **Tesla** pour améliorer la commutation des machines à courant continu. En 1888, **Tesla** déposa quantité de brevets pour tout son système polyphasé (générateurs, transformateurs, moteurs synchrones et asynchrones...), en particulier pour un moteur asynchrone à induit en anneau. Ces brevets furent aussitôt achetés par la société Westinghouse. La même année, la société Westinghouse acheta aussi à **Ferrari** sa découverte pour breveter des dispositifs la mettant à profit. A la fin du **XIXe** siècle, de nombreuses usines de production d'électricité en courant continu étaient déjà implantées, en particulier aux USA. Ce fut alors le début de la célèbre lutte entre **Edison** et **Tesla** au sujet du choix courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique. L'issue de cette polémique est bien connue aujourd'hui! Le premier moteur asynchrone triphasé fut réalisé par l'Allemand Michael Dolovo **Dobrowolski** en 1889 et en 1893, il concevait en même temps que le Français **Boucherot**, le moteur à double cage.

En ce qui concerne la théorie qui dans ce domaine a souvent suivi les premières applications, un article de 1927 décrit le principe physique de la génération d'efforts dans les machines à réluctance variable.

Dans les années 1930, les moteurs synchrones à pôles saillants non excités (synchrones à réluctance variable) ont commencé à être étudiés. On avait besoin pour certaines applications d'une

vitesse précise et constante mais aussi d'un démarrage autonome. Ainsi, le moteur synchrone (à champ tournant) à pôles saillants mais dépourvu d'excitation, à condition qu'il soit muni d'une cage d'écureuil de démarrage, pouvait satisfaire à ces exigences. Ces moteurs furent d'un emploi assez restreint car leur facteur de puissance et leur rendement restaient faibles, la structure électromagnétique (stator à pôles lisses et présence de la cage) ne permettait pas un rapport de saillance suffisant (grande variation d'inductance). Dans les années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs, ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles du Professeur Peter J. **Lawrenson**. Ensuite, sont apparus les moteurs synchrones à réluctance variable à rotor segmenté à barrières de flux et à rotor axialement laminé: ces techniques avaient pour but d'augmenter le rapport de saillance et par là le facteur de puissance et les performances. À la même époque, naissait en France avec les frères **Jarret**, un nouveau modèle pour les moteurs à réluctance variable à grand nombre de dents et fort couple massique: ces moteurs semblaient particulièrement adaptés à la réalisation d'entraînements directs à basse vitesse, par exemple pour des roues de véhicules électriques. Quant au moteur à réluctance variable à double saillance autocommuté, semble être apparu en 1969, c'est aujourd'hui le terme employé dans la littérature scientifique internationale pour qualifier ces machines. Plusieurs laboratoires universitaires ont travaillé récemment dans le domaine des machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique. Les applications envisagées aujourd'hui sont les entraînements industriels à vitesse variable, et celles potentielles sont certains accessoires automobiles et électroménagers, les démarreurs-alternateurs de turbines.

Notons enfin, que durant ce siècle les performances des machines électriques se sont considérablement améliorées grâce aux progrès des matériaux surtout isolants et magnétiques, à une meilleure optimisation permise par l'accroissement des moyens de calcul et enfin par l'utilisation de fréquences plus élevées.

Ces dernières années, le monde a vécu une formidable évolution de l'informatique et le développement de la conception assistée par ordinateur, cela a permis le bouleversement des méthodes de travail des chercheurs dans la CAO et surtout dans le domaine des machines électriques. De nombreux travaux se trouvent dans la littérature sur la CAO, on cite à titre d'exemple [15-17], pour l'étude des transformateurs [18], des machines à courant continu [19], les machines synchrones [20], les machines à réluctance variable [21], les machines asynchrones alimentées par onduleur [22],...etc. D'autres articles traitent en profondeur un phénomène et établissent des relations simplifiées qui pourront être intégrées dans des modèles complets. Certains

auteurs proposent une approche unifiée du dimensionnement et mettent en évidence les équations similaires entre les différentes technologies de machines électriques. La tendance actuelle est au développement de modèles multi-physiques [23].

Les modèles pour la conception et l'optimisation des machines électriques [24-30] sont souvent construits par une démarche rationnelle qui se propose de décrire chaque phénomène (électrique, magnétique, thermique, mécanique, etc.) par des équations spécifiques. Parfois, des modèles ou équations empiriques sont utilisés là où la physique est trop complexe à décrire comme c'est le cas des pertes fer ou des échanges thermiques par convection.

I.3 DEFINITIONS ET ETAPES DE CAO

Le terme de «Conception assistée par ordinateur» ou bien la CAO est aujourd'hui utilisée à tort et à travers, ce qui lui vaut de perdre de sa signification. Pour des personnes, cette appellation couvre l'ensemble des tâches qu'un ordinateur est capable d'assumer lors du développement de produits techniques, les spécialistes utilisent plutôt le vocabulaire de «X» assistée par ordinateur (XAO), où «X» peut être remplacé par «dessin», «fabrication», «conception». D'autre part, il est naïf de croire que l'emploi des moyens de CAO n'est justifié que lors du calcul des circuits électroniques intégrés, avant de dissenter sur les différentes possibilités de CAO dans le domaine des machines électriques.

Pour des gens, la conception relève de la création d'un objet par la pensée et l'imagination, un ordinateur est donc, par essence incapable de concevoir. Toutefois, dans le travail de l'ingénieur, la création s'accompagne d'un certain nombre de tâches (opérations mathématiques ou logiques) fastidieuse et répétitives. Celles-ci peuvent être accomplies par des moyens automatiques et la frontière entre le calcul pur et la CAO est relativement subjective. Pour d'autre gens, un groupe de programmes de calcul ne mérite le nom de «logiciel de CAO» que dans la mesure où il permet d'assister le travail de l'ingénieur de manière simple, cohérente et suivie d'un bout à l'autre d'un développement [2].

Un outil de CAO est un moyen de simulation permettant la définition de la structure du dispositif à concevoir, son dimensionnement et la détermination de ces performances à partir de ces spécifications géométriques de construction et des conditions d'utilisations. En partant d'un cahier des charges donné, il permet d'explorer automatiquement l'ensemble des solutions possibles.

De sa part, un problème de CAO optimisée consiste à concevoir un dispositif du point de vue structure, dimensionnement et conditions d'utilisations, pour obtenir de meilleures

performances et respecter un ensemble de contraintes préalablement exigé par un cahier des charges. Le choix de la structure du dispositif à concevoir est une première étape de CAO. Elle est généralement assez délicate et exige de la créativité et/ou de l'expérience. En effet, on fait appel d'habitude à l'expérience ou le savoir-faire, ou on agit par similitude avec d'autres applications plus ou moins proches et déjà traitées. Pratiquement, une étude sommaire de toutes les solutions possibles doit être faite et un premier choix en fonction d'une vérification plus ou moins satisfaisantes du cahier des charges. Le choix définitif du dispositif ne se confirme qu'à la fin de la deuxième étape de CAO concernant le dimensionnement du dispositif en question. La deuxième étape de CAO est un problème de dimensionnement qui est généralement non linéaire et n'a pas une solution unique. En effet, on peut souvent trouver plusieurs conceptions d'une machine électrique, voir même une infinité, qui respectent le cahier des charges prédéfini [3,7,8,13]. Donc un processus de conception peut être décomposé en deux étapes élémentaires, à savoir, le choix de la structure à concevoir, ensuite le dimensionnement de structure choisie.

I.3.1 Choix de la structure du dispositif

La première étape d'une méthodologie de conception, consiste à définir la structure du dispositif qui est apte à satisfaire les exigences dans le cahier des charges qui comprend généralement les performances à réaliser et les contraintes à respecter. Dans cette étape, il faut faire une collecte des contraintes nécessaires liées aux solutions possibles, existantes ou nouvelles et ensuite choisir la plus adaptée au cahier des charges, cette étape exige la créativité ou de l'expérience, le choix définitif du dispositif ne se confirme qu'à la fin de la deuxième étape [3,6-8].

I.3.2 Dimensionnement de la structure choisie

Une fois la structure est choisie selon la première étape, il s'agit dans cette deuxième étape de déterminer les paramètres géométriques et éventuellement physiques et de commande du dispositif, satisfaisant les performances et respectant les contraintes préalablement définies dans le cahier des charges [7-9]. Dans cette étape, on utilise des modèles mathématiques très développés, permettant de relier quantitativement les paramètres descriptifs d'un système (paramètres géométriques, physiques et de commande) aux paramètres caractéristiques du dispositif (facteur de puissance, rendement, force de démarrage,... etc), notamment ceux qui apparaissent dans le cahier des charges. Cependant, dimensionner une structure correspond à l'opération inverse c'est-à-dire, il

est question de déterminer les grandeurs descriptives du dispositif pour satisfaire aux caractéristiques et aux conditions de fonctionnement prédéfinies dans le cahier des charges.

L'existence d'une solution n'est pas toujours garantie, surtout si le cahier des charges est trop contraignant ou irréaliste ou si la structure choisie pour le dispositif n'est pas bien adaptée au cahier des charges [7-8]. Dans un cas contraire, plusieurs solutions voire même une infinité, se présentent, ce qui correspond à un cahier des charges réalisable. Dans ce cas, il s'agit de tirer ces solutions et trier la meilleure en se basant sur un ou plusieurs critères choisis arbitrairement ou déduits naturellement du cahier des charges.

Donc pour dimensionner un dispositif, il est question de le modéliser, puis le développer ou de disposer d'une méthodologie pour réaliser l'inversion du modèle en question. La plupart des logiciels du génie électrique ne permettent qu'une simulation assistée par ordinateur des différents modèles des dispositifs électriques (Flux 2D, Flux 3D, MAXWELL, FEM, MATLAB...etc). quelques uns sont dédiés spécialement à un dimensionnement assistée par ordinateur en offrant ainsi une aide réelle à la CAO optimisée des dispositifs électrotechniques, on cite en particulier :Toolbox, module de conception et d'optimisation de MATLAB [13].

I.4 NECESSITE ET APPLICATIONS DE CAO

De nombreux domaines d'ingénierie font appel à la CAO, nous avons essayé de faire ici un résumé des plus importants domaines d'applications de la CAO pour voir l'ampleur que prend cette dernière, avec ses outils associés (DAO, FAO.....) [31].

- Acoustique:** Etudes sur la propagation et réflexion du bruit,...etc
- Automatique:** Essentiellement description et simulation des systèmes continus et discrets et de processus.
- Chimie:** Conception et représentation 3D de grosses molécules comme les protéines, par exemple.
- Electronique:** Conception et simulation de circuits intégrés, circuits imprimés, assemblage de cartes électroniques,...etc
- Hydraulique:** Modélisation et calcul des écoulements, pressions (champ scalaire), vitesses (champ vectoriel),.....etc
- Mécanique:** La CAO revêt beaucoup de formes dans ce domaine, la conception et le dessin de pièces mécaniques, la modélisation par la méthode des éléments finis, entre autres, pour le calcul de pressions, déplacement, forces....etc
- Mécanique des fluides:** Etude des phénomènes de pollution thermique,...etc

- Thermique:** Etudes concernant la diffusion de la chaleur, la modélisation par des méthodes numériques pour le calcul des températures,...etc
- Génie Civil:** Dessin et conception de bâtiments et de constructions diverses, calcul de résistance des matériaux, calcul de structures,etc.
- Génie électrique:** Conception des machines électriques (moteurs, transformateurs, contacteurs,...), modélisation de phénomènes électromagnétiques (calcul du champ magnétique ou électrique) par des méthodes numériques tels que la méthode des éléments finis, étude des vibrations mécaniques (phénomène couplé en mécanique et en magnétique), simulation et conception des circuits en électronique de puissance, simulation des réseaux électriques,...etc

Les industries les plus impliquées dans les domaines de la CAO sont les suivantes:

- Industrie de l'automobile:** La CAO intervient dans la fabrication des moteurs (problèmes couplés en mécanique et thermique) et de diverses pièces, jusqu'aux calculs aérodynamiques pour la forme de la voiture.
- Industrie aéronautique:** Modélisation des turbines, conception et fabrication de pièces diverses, résistances des matériaux aux écoulements fluides,...etc
- Industrie textile:** Conception de tissus, matière du fil, texture, couleurs, motifs, optimisation du placement et réduction des pertes, ...etc
- Industrie nucléaire:** Calculs mécaniques et thermiques pour la conception des réacteurs nucléaires, calcul des écoulements de fluides, transferts de chaleur dans les échangeurs thermiques,...etc
- Industrie chimique:** Essentiellement passage des expériences en laboratoire à une production industrielle, calcul de forme, infrastructure, transport de fluides, rejets de produits toxiques,...etc
- Domaines pharmaceutiques ou médicaux:** Prothèses dentaires et toutes les prothèses en général, études de formes, résistances des matériaux,...etc
- Industrie de la chaussure:** Passage de la forme 3D d'une chaussure au 2D pour la coupe du cuir, études de formes, modèles, minimisation de chutes,...etc
- Industrie sidérurgique:** Conception de fours à chauffage par induction (phénomène couplé thermique et électrique),...etc

I.5 CAO : MISE EN OEUVRE

La mise en oeuvre de CAO est, bien sûr, à base de systèmes informatiques, munis de systèmes qui sont munis d'outils spécifiques pour remplir les tâches que requièrent leurs utilisations dans le domaine de la conception [3].

I.5.1 Matériel

Le matériel de base est un ordinateur qui assure une connexion étroite avec des périphériques graphiques, que ce soient des écrans, des traceurs de courbes ou des tables de dessin. Ce matériel doit être capable de traiter des problèmes techniques nécessitant une grande capacité de traitement numérique, mais également de stocker en mémoire un grand nombre d'informations correspondant aux données de description de l'objet en cours de conception.

En outre, sa liaison avec un écran de visualisation doit être immédiate ou, au moins, très rapide pour assurer une interactivité indispensable au travail de conception. La liaison avec les unités de tracé, qui sont généralement lentes, n'a pas besoin d'être aussi rapide. Pendant longtemps, les systèmes ont fonctionné à base de mini ordinateur. Aujourd'hui, ce concept est remplacé par celui de station de travail qui comprend une capacité mémoire importante, une capacité de traitement souvent très grande et un écran en relation directe avec la mémoire. Une telle station de travail est parfaitement adaptée au travail en mode graphique interactif et devient donc l'outil de base idéal de tout système de CAO.

I.5.2 Logiciel

Dans un système de CAO, le logiciel est l'élément fondamental qui va permettre de conférer au système les qualités de fonctionnement, de convivialité, de fiabilité qui en feront le partenaire efficace du concepteur. Le logiciel d'un système de CAO peut être décomposé en trois éléments essentiels mais dont les fonctions sont bien distinctes: le logiciel de base, le logiciel finalisé et les logiciels d'applications. Ces derniers constituent la couche la plus externe du système et sont spécifiques à chaque famille d'applications (mécanique, électronique, électrotechnique,...etc).

Le logiciel de base est consacré à la gestion et à l'optimisation du fonctionnement interne de l'ordinateur et de ses périphériques. Cette partie du logiciel est le système d'exploitation qui accomplit les tâches qui permettent au programme de l'utilisateur d'être exécuté fidèlement en gérant de manière optimale les ressources de l'ordinateur, de la station de travail ou du réseau.

Par contre le logiciel finalisé est centré sur les aspects fondamentaux de l'interaction entre le concepteur et son projet et gère les aspects généraux de structuration des informations et de gestion des algorithmes propres à tous les systèmes de CAO. Il est formé de tous les outils qui permettent, à partir du logiciel de base, de traiter toutes les applications relatives à l'objet en cours de conception.

I.6 OUTILS DE CAO

Plusieurs outils de CAO ont été développés pour réaliser les deux étapes de CAO des machines électriques. On va décrire brièvement, le principe de base de ces outils et énumérer leurs différents types, que ce soit ceux concernant le choix de la structure à concevoir, ou ceux du dimensionnement de la structure choisie.

I.6.1 Outils d'aide au choix de la structure du dispositif à concevoir

Cette étape est difficile à programmer car il s'agit de faire une collecte de connaissance et d'intégrer l'expérience, le savoir faire et la créativité.

On peut simplifier cette étape, en mettant en place une base de donnée qui regroupe l'ensemble des solutions qui existent pour des problèmes typiques et leurs caractéristiques respectives. Une comparaison des performances et des caractéristiques requises par le cahier des charges avec celles de la base de données permet de choisir systématiquement la structure la plus adaptée du dispositif à concevoir.

Des outils performants se basant sur l'intelligence artificielle sont naturellement les plus adaptés à ce types de taches [7-8,13].

I.6.2 Outils de dimensionnement de la structure du dispositif à concevoir

Dans tous les domaines de la science, les ingénieurs sont amenés à concevoir de nouveaux dispositifs. Cette conception, au début manuelle est basée sur l'expérience et la pratique et elle devient de plus en plus automatisée grâce à l'arrivé des ordinateurs. En effet, l'introduction de modèles analytiques basés sur les mathématiques est une première phase pour le dimensionnement, ensuite l'utilisation des modèles numériques autorise les concepteurs à dimensionner par modifications successives les dispositifs et permet de réaliser des modèles de plus en plus performants.

I.7 METHODOLOGIES EN CONCEPTION DES MACHINES ELECTRIQUES

On distingue trois démarches [32]:

I.7.1 Démarche de conception

La démarche de conception des machines électriques semble simple et séquentielle, à partir d'un cahier des charges clairement exprimé, le concepteur a la tâche de le traduire dans l'un des formalismes mathématiques que nous verrons dans la suite. Ensuite vient sa résolution au moyen d'un algorithme ou méthode d'optimisation. Pour chaque formulation, il existe une multitude d'algorithmes adaptés. Enfin, l'exploitation et l'analyse des résultats par le concepteur expert permettent de valider la solution optimale obtenue.

En pratique, les choses ne sont pas aussi simples, lors de l'analyse des résultats, il apparaît bien souvent que la solution obtenue ne peut être retenue en raison de causes multiples. La figure (I. 8) montre les itérations nécessaires pour obtenir une solution satisfaisante.

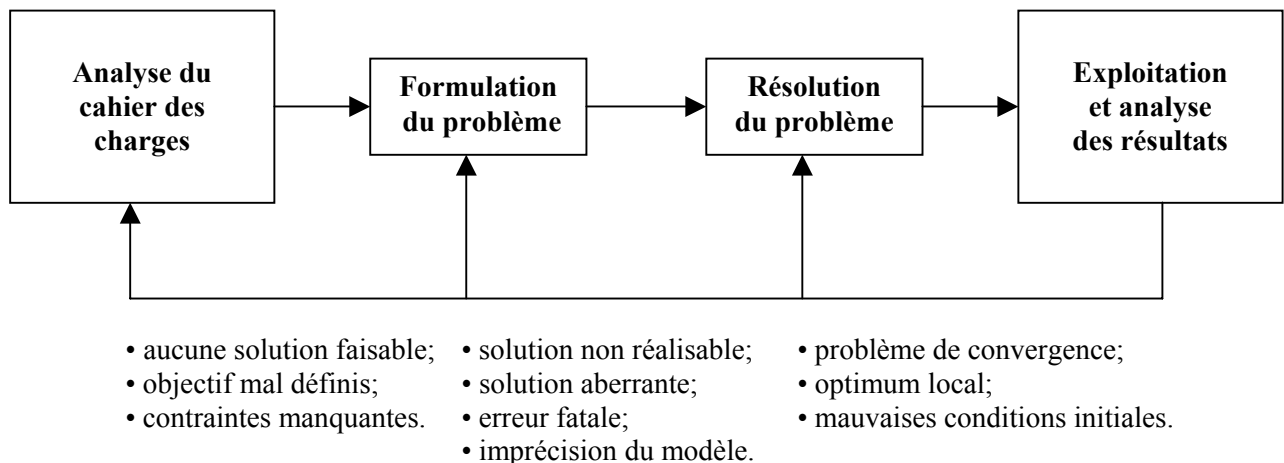


Fig (I. 8): Itérations possibles lors de la conception

La boucle la plus courte consiste en un retour sur la résolution du problème, elle peut être motivée par un problème de convergence de l'algorithme signalé par le fait que les conditions d'optimalités ne sont pas remplies pour la solution trouvée ou par un arrêt de la procédure suite à un temps de calcul excessif. Il est alors possible de modifier les paramètres de réglage de l'algorithme qui en font usage.

La boucle intermédiaire est un retour sur la formulation du problème d'optimisation, ce retour est nécessaire lorsque la résolution du problème conduit à une solution remplissant le critère

mathématique d'optimalité. Dans ce cas, la démarche permet au concepteur d'affiner son expérience par une série d'essais/erreurs au cours de laquelle il en apprend davantage sur les limites des modèles utilisés et sur la façon de formuler le problème d'optimisation pour obtenir des solutions pertinentes.

La boucle la plus longue consiste à revenir sur l'analyse du cahier des charges ou sur le cahier des charges lui-même. Il peut se produire que la démarche de conception aboutisse à la conclusion qu'il n'existe pas de solution faisable au cahier des charges exprimé. Dans ce cas, la démarche proposée peut être utilisée de façon itérative: Le concepteur relaxe des contraintes pour aboutir à une solution faisable en dialoguant avec le client pour arbitrer parmi les choix possibles.

I.7.2 Nature des problèmes

Il n'existe pas un type unique de problème de conception des machines électriques. De même, il n'existe pas de problème largement diffusé à l'instar de ce qui existe en intelligence artificielle et en informatique avec des problèmes bien connus. Néanmoins, parmi les problèmes de conception des machines électriques certaines formulations sont souvent utilisées. Ainsi, on remarque que les problèmes comprennent environ une dizaine de paramètres à optimiser, une ou plusieurs dizaines de contraintes non linéaires, une ou plusieurs fonctions objectif non linéaires. Il est fréquent que les fonctions soient continues et que chaque paramètre de conception soit réel et borné.

I.7.3 Formulations mathématiques

Les formulations utilisées pour la conception et l'optimisation des machines électriques sont décrits par ordre croissant de complexité. Les changements de formulation des problèmes d'optimisation sont liés aux difficultés de résolution de certaines formulations ou à la non disponibilité d'algorithmes efficaces pour les résoudre. En effet, chaque type de problème d'optimisation nécessite des algorithmes spécifiques pour les traiter et, en leur absence ou pour s'éviter un effort de programmation, il est avantageux de changer de formulation.

I.8 CAO DES MACHINES ELECTRIQUES

L'industrie électrique est pour la plupart de ses activités, le carrefour de plusieurs disciplines complémentaires. Ainsi, une machine électrique est principalement destinée à la conversion énergétique entre l'électricité et la mécanique et, de ce fait, est le siège de phénomènes

électromagnétiques et mécaniques (couples, vibrations, efforts électrodynamiques,...etc) mais aussi thermiques (échauffements dus aux pertes, ...etc) qui doivent être abordés simultanément lors de la conception de la machine. De même, un convertisseur statique à base de composants semi-conducteurs (thyristors, transistors....etc) allie, dans ses principes de fonctionnement, des notions approfondies d'électrotechnique et d'électronique de puissance et de commande.

On est donc confronté, au cours de la conception d'une machine électrique, à une synthèse pluridisciplinaire des fonctions principales de la machine et des contraintes liées aux aspects constructifs ou dimensionnels relatifs aux effets induit par la partie électromagnétique. La mise en place d'outils de conception assistée par ordinateur dans un milieu industriel doit tenir compte de cet aspect tout à fait particulier à la technologie du matériel et de l'appareillage électrique. On fait, on a appel à des notions de mécanique, de schématique et d'outils spécifiques aux machines électriques et à l'électronique de puissance.

L'avant-projet d'une nouvelle machine ou d'une évolution marquante ou encore le projet d'un sous-ensemble représente la matérialisation physique du cahier des charges de l'étude et des différentes dispositions prises.

I.8.1 Problématiques

Dans le cadre d'un travail effectué pour faire l'*Eude des machines électriques par CAO*, il apparaît un certain nombre de besoins, il faut:

- disposer avec le système de CAO de moyens permettant de manipuler la modélisation de façon performante et interactive: rotations autour d'un axe quelconque, visualiser l'étude en cours sous n'importe quel angle, translation quelconque, isolement d'une encoche,...etc;
- avoir, dans le logiciel, un outil d'analyse rapide permettant de connaître les distances entre objets (surfaces lignes, courbes, points,...etc);
- pouvoir visualiser correctement l'étude en cours de façon à avoir une vision d'ensemble suffisamment nette et précise;
- pouvoir calculer en temps réel certaines caractéristiques importantes telles que: masses, volumes, position, couple, force, caractéristique électromagnétique,...etc;
- posséder un système de CAO ayant des fonctions bien adaptées pour faire l'étude des dispositifs et plus particulièrement les machines électriques;

- avoir, la possibilité de faire un couplage des méthodes numériques ou même faire un couplage électrique/mécanique, mécanique/thermique ou encore électrique/thermique par les méthodes de conception assistée par ordinateur;
- pouvoir, faire la liaison entre les techniques de l'intelligence artificielle et les systèmes de la CAO, comme dans le cas de l'optimisation des machines électriques par les réseaux de neurones;
- pouvoir, améliorer les performances dynamiques de la machine par l'utilisation des techniques développées de CAO optimisée.

Les systèmes de CAO permettent, de nos jours, de remplir plus ou moins complètement les différents besoins vus précédemment, mais on ne trouve en aucun cas le système idéal remplissant toutes les conditions requises, en conséquence, il faudra souvent accepter un compromis qui dépend des priorités que l'on se donne pour le système de CAO.

Il est nécessaire de recadrer les parties conception et fabrication dans la vie du produit industriel. En effet, ces deux étapes sont primordiales, car elles caractérisent la qualité et le coût au produit, mais elles s'insèrent dans un ensemble qui comprend également la maintenance et l'évolution du produit jusqu'à son obsolescence.

En tant qu'outil de conception, la CAO intervient fortement dans le processus de conception d'un nouveau produit manufacturé, en apportant au concepteur des moyens pour:

- définir la géométrie du produit;
- simuler son fonctionnement;
- préparer sa fabrication.

I.8.2 Motivations

La conception des machines électriques est en pleine évolution. En effet, l'intensification de la concurrence économique force les entreprises à accélérer le renouvellement de leurs produits et la mise en œuvre de technologies innovantes. Les ingénieurs et chercheurs se trouvent confrontés à ce nouveau défi qui consiste à faire face à une complexité croissante dans des délais d'études toujours plus courts.

Dans le domaine des machines électriques, les progrès ont été considérables et se traduisent par une qualité et une quantité de services rendus importantes dans un encombrement réduit. Les

machines électriques ont encore une marge considérable d'amélioration du fait des nouveaux matériaux, de l'utilisation croissante de l'électronique de puissance, et de la montée en puissance de la commande en temps réel.

Ces innovations ont été possibles grâce aux progrès réalisés dans la connaissance des machines et de leur commande mais aussi grâce aux progrès réalisés dans la démarche de conception. La maîtrise des savoirs et savoir-faire par les ingénieurs en est la clé de voute.

L'instrumentation scientifique de la démarche de conception est une activité de recherche importante. Son objectif principal est de permettre l'exploration systématique de l'espace des solutions envisageables par l'emploi d'outils et de méthodologies adaptés.

L'augmentation de la puissance de calcul des ordinateurs a modifié profondément le travail des ingénieurs et scientifiques. De nouveaux outils dits de conception assistée par ordinateur (CAO) ont fait leur apparition et n'ont cessé de s'améliorer depuis. La compréhension des phénomènes physiques présents au sein des machines électriques s'est donc accrue mais le changement le plus profitable est la capacité d'anticipation des ingénieurs. Ainsi, la construction des prototypes a été réduite tout comme le temps d'étude.

De notre tour, et après avoir réussi de faire une recherche bibliographique riche et variée. Nous avons contribué à plusieurs travaux de recherches pour *l'étude des machines électriques par CAO*, et surtout les machine synchrones et asynchrones. Ces machines sont les versions les plus répandues des machines électriques classiques dans tous les systèmes énergétiques. Les grandes génératrices synchrones équipent, presque sans exception, toutes les centrales électriques. Les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés grâce aux nombreux progrès techniques enregistrés, ces dernières décennies dans les domaines de l'électronique de puissance, des systèmes de commande et des matériaux. Tandis que dans l'industrie, les moteurs asynchrones à cage d'écureuil se sont largement imposés par leurs robustesse, leurs simplicité de réalisation et l'absence de contacts mobiles au rotor [1].

On donne premièrement quelques points essentiels sur le couplage de la méthode des éléments finis et la méthode des intégrales de frontières, ainsi qu'une application sur le générateur synchrone à pôles saillants est présentée sous Matlab [33] et qui offre autant de perspectives à ce travail. Les détails de ce travail sont bien expliqués dans le deuxième chapitre.

Ensuite, on a essayés de faire une étude par CAO d'un générateur synchrone à aimant permanent pour la production d'énergie éolienne. La démarche consiste à associer une approche analytique et une approche numérique utilisant la méthode des éléments finis. L'étude est alors

réalisé par le couplage d'un outil logiciel commercial d'aide à la conception des systèmes modélisables analytiquement à des codes de calcul par la méthode des éléments finis développés par Cedrat et nommé Flux 2D [34]. Le troisième chapitre explique clairement notre axe de recherche.

Notre dernière contribution est basée sur la CAO optimisée d'un moteur asynchrone sous Matlab/Flux 2D [35] avec un couplage des équations électriques et magnétiques de ce genre de machine [36]. On a choisis de faire une étude électrique/magnétique par le couplage des équations électriques et magnétiques d'un moteur à induction pour visualiser les phénomènes électromagnétiques dans le mode dynamique de cette machine, puis on a fait une autre étude basé sur la CAO optimisée par un couplage électromagnétique/thermique pour l'optimisation des trous de ventilations en utilisant les méthodes d'intelligences artificielles et spécialement les réseaux de neurones, les résultats sont issus des deux logiciels Matlab/Flux 2D. Le quatrième chapitre reflète clairement notre contribution.

Nos contributions scientifiques ont pour objectif de rendre compte des outils et méthodologies utilisés pour la conception et l'optimisation des machines électriques par des apports théoriques et la mise en œuvre des méthodologies proposées.

I.9 CAO : ASPECTS ECONOMIQUES

Lorsque l'on installe un système de CAO dans l'entreprise, trois types de dépenses sont à prévoir:

- l'investissement en matériel, logiciel et aménagement de locaux;
- les coûts de maintenance des matériels, logiciels et locaux;
- les dépenses liées au personnel.

La somme totale des ces dépenses sur une période de cinq ans est importante et d'autant plus que l'on veut implanter un système efficace pour augmenter les gains de productivité. L'évaluation du retour d'investissement s'avère délicate, il est bien difficile à exprimer de manière quantitative précise si l'on ne connaît pas l'environnement exact de l'entreprise et de la profession. En effet, il est évident que les concepteurs vont gagner un temps appréciable dans la définition, la modification ou l'adaptation des produits. Il faut cependant savoir si l'environnement industriel permet d'augmenter la production et si le système de production pourra bénéficier des gains de temps de la conception.

Il faut bien noter que, généralement cet aspect économique brut ne milite pas en faveur de la CAO, car l'investissement est pratiquement toujours supérieur au gains brut espéré. Néanmoins, les autres avantages que procure la CAO (réduction des délais, amélioration de la qualité des produits, motivation des personnels... etc) font que, aujourd'hui, son utilisation est inéluctable dans un secteur concurrentiel et que ceux qu'en restent aux méthodes traditionnelles se verront condamnés à régresser en temps de produits, délais et compétitivité et donc à ce voir éliminer a bref délai du marché. Il faut donc étudier très sérieusement l'aspect économique tout en sachant que ce n'est qu'un aspect partiel de la décision [3].

I.10 LA CAO DU FUTUR

La conception assistée par ordinateur, dont les prémisses ont été implémentées dans des systèmes de dessin assisté par ordinateur qui incorporent des fonctions de cotation et d'habillage, est aujourd'hui au centre de toute l'activité industrielle de production.

On s'est, en effet, rendu compte que de nombreux impératifs de la production, comme la réduction des délais, la réactivité de l'entreprise et même la qualité, devraient être intégrés très tôt dans la phase de conception des produits. Or, cette intégration pour être effective et efficace, nécessite des outils puissants et adaptés à la résolution en temps réel des problèmes de conception posés.

Les premiers systèmes de CAO vendus et installés étaient essentiellement des modeleurs géométriques bidimensionnels et tridimensionnels puissants, bien adaptés à des très grandes entreprises dont les produits de grande complexité géométrique nécessitent une analyse détaillée des systèmes permettant une étude en deux puis en trois dimensions avec de nombreuses potentialités graphiques réalisés dans une échelle de temps convenable.

Cette activité existe toujours, mais l'on a vu se développer dans les entreprises de taille moyenne, ou même petite, le besoin d'outils de CAO plus simple, mais d'un usage plus facile à appréhender par les projecteurs ou les techniciens, permettant ainsi de gagner un temps précieux sur la conception de produits simples et peu onéreux.

L'avenir passe par une imbrication plus étroite de la CAO avec les méthodes et la production afin de permettre une plus grande réactivité au niveau de l'entreprise lorsque les conditions du marché et donc l'évolution des produits changent rapidement.

En effet, dans le travail de conception réalisé par un ingénieur ou un technicien, il y a des étapes de travail faisant appel au dessin et au calcul, mais une part importante possède de

l'expérience et de la réflexion. La partie expérience que l'on peut appeler métier peut être mémorisée dans un système à base de connaissance qui permettra de conserver et de transmettre le savoir-faire de l'entreprise lors des changements de personnes ou des méthodes. Le fonctionnement de ce système est basé sur l'existence de règles de production, qui permettent de modéliser le savoir d'un expert et qui représentent de fait les connaissances normatives, technologiques et économiques existant dans les différentes entités de l'entreprise. Un tel système permettra de guider la conception dans le choix de solutions techniques adéquates et adaptées à la technologie propre de l'entreprise en tenant compte du savoir-faire acquis.

La mise en place de bases de données fonctionnant sur le mode objet permettra une structuration des informations bien adaptée au traitement des problèmes à l'aide des techniques présentées dans les systèmes experts.

En outre, la liaison entre les techniques de l'intelligence artificielle et les systèmes de la CAO conduira à la mise au point de systèmes orientés vers l'approche du métier de la conception et, de ce fait, porteurs d'une grande convivialité dans leurs utilisations [3,37].

I.11 CONCLUSION

Ce chapitre, représente l'état d'art de CAO pour faire l'étude des dispositifs électrotechniques de façon générale et les machines électriques de façon spéciale. On a vu surtout les principales méthodes permettant le dimensionnement d'une structure donnée. On a aussi présenté d'une part, les deux types d'outils d'analyses, c'est-à-dire, les modèles analytiques et les modèles numériques, et d'une autre part la mise en œuvre de CAO, son aspect économique et la CAO du futur, sans oublier d'exposer notre problématique pour faire l'étude des machines électriques par CAO et les contributions que nous avons réalisées et qui seront détaillées dans les prochains chapitres.

Chapitre II

*CAO d'un Générateur Synchrone
à Pôles Saillants sous Matlab*

Chapitre II: CAO d'un Générateur Synchrone à Pôles Saillants sous Matlab

II.1 INTRODUCTION

Ce chapitre détaille la méthode permettant de modéliser un générateur synchrone à pôles saillants par la méthode des éléments finis de frontière dans le mode rotatif et par un superviseur de CAO développé sous Matlab.

Dans la famille des machines industrielles, on peut distinguer les machines de production destinées aux opérations de fabrication et les machines de mesure destinées au contrôle [37]. Une machine électrique est un convertisseur d'énergie électromécanique, l'énergie électrique est ainsi transformée en énergie mécanique, ou vice-versa. Selon le sens de transfert de l'énergie, le marché électrique fonctionnera soit en mode moteur, soit en mode générateur. Les machines qui propulsent un train à grande vitesse fonctionnent en mode moteur, l'énergie du réseau électrique est convertie en énergie mécanique en créant un couple propulsé sur l'arbre de sortie du moteur. En revanche, les turbines hydrauliques des barrages fonctionnent en mode générateur en transformant par la rotation du rotor l'énergie mécanique fournie par l'écoulement de l'eau à une tension électrique, ces tensions permettent de faire circuler un courant au sein du réseau électrique [38-42].

L'étude de la répartition des champs dans les machines synchrones est rendue particulièrement difficile dès lors que l'entrefer n'est plus constant selon toutes les directions [43]. La méthode exposée ici, donne quelques points essentiels sur le couplage de la méthode des éléments finis et la méthode des intégrales de frontières, puis les grandes étapes de la résolution numérique seront rappelées, ainsi une application sur le générateur synchrone à pôles saillants est présentée et qui offre autant de perspectives à ce travail.

II.2 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE

Comme leur nom l'indique, le rotor de la machine synchrone tourne en synchronisme avec le champ magnétique du stator, c'est-à-dire à la même vitesse que celle du champ. Cette vitesse est reliée à la fréquence de la source d'alimentation de la machine et comme cette fréquence est constante, la vitesse de la machine est également, elle ne varie ni avec la charge, ni avec la tension.

Une machine synchrone triphasée possède les caractéristiques suivantes:

- Les enroulements du stator sont alimentés par un système triphasé équilibré de tensions, ces enroulements peuvent être connectés en étoile ou en triangle.
- Les enroulements du rotor sont alimentés en courant continu ou remplacés par des aimants permanents.

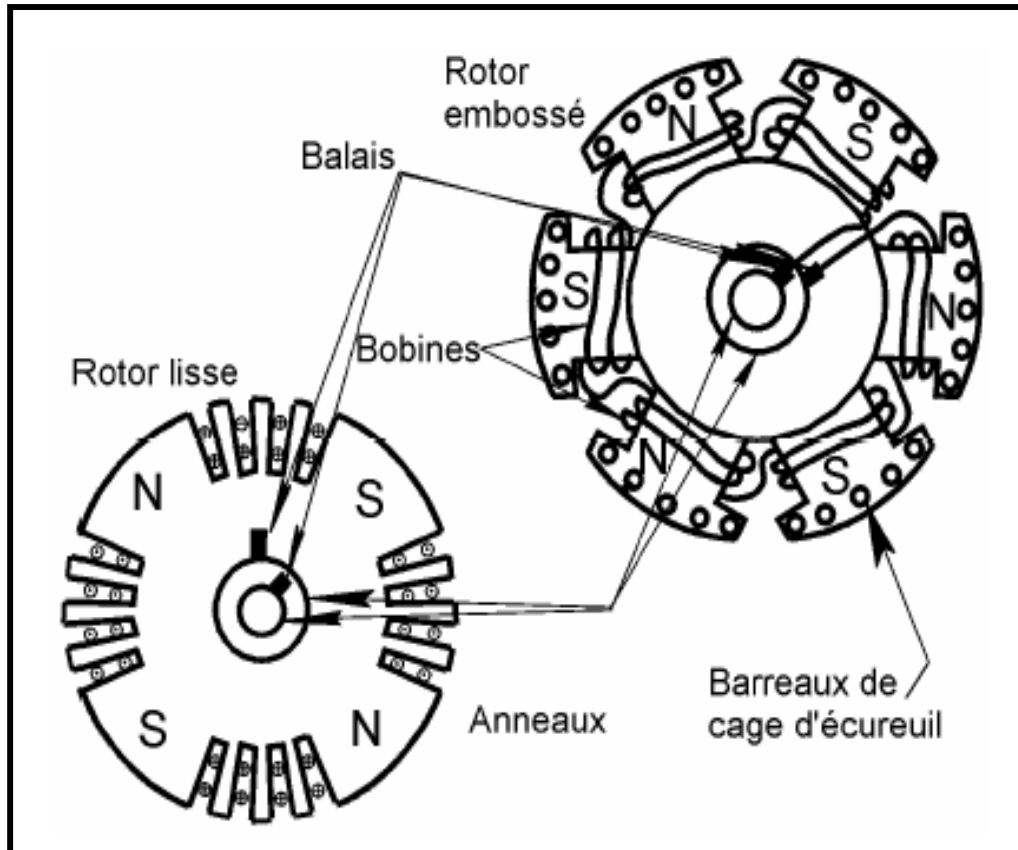


Fig. (II.1): Le rotor de la machine synchrone

Dans ces conditions d'alimentation électrique, la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchrone. Une machine synchrone possède la structure suivante:

- Le stator se compose d'un noyau magnétique percé d'encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé. L'enroulement imbriqué du stator est identique à celui d'un moteur asynchrone.
- Le rotor peut être construit de deux façon différentes, soit à pôles lisses ou à pôles saillants, comme indiquée à la figure (II. 1).

Pour alimenter le champ du rotor, un mécanisme d'anneaux et de balais permet de faire passer le courant électrique dans les bobines du rotor, ce mécanisme est visible à la figure (II. 1).

Il consiste en des anneaux en alliage de Cuivre et d'Argent, fixés sur l'arbre du rotor et qui tournent avec lui. D'autres balais en alliage de Carbone et de Cuivre ou d'Argent, fixés par rapport au châssis de la machine, frottent sur les anneaux du rotor. Le Carbone dans les balais sert à améliorer leurs qualités tribologiques en terme de frottement, alors que le Cuivre et l'Argent, leur confèrent une bonne conductivité électrique. Le courant électrique est transmis aux enroulements du rotor par le courant à l'interface entre les balais et les anneaux [39-43].

Le rotor à pôles saillants pour lequel les bobines inductrices sont montées autour du noyau polaires massifs, ou feuilletés, sont fixés par queue d'aronde ou par clefs sur la jante qui assure le retour du flux comme indiqué à la figure (II. 2).

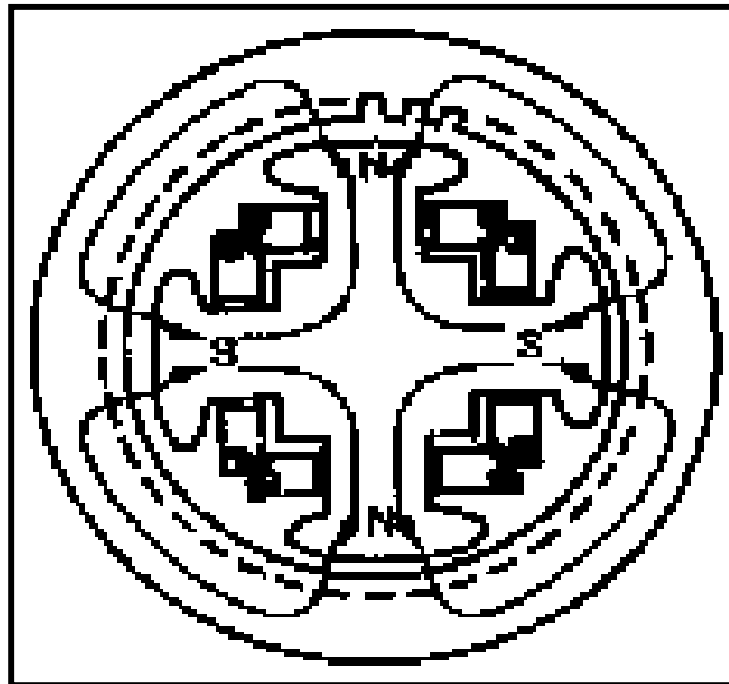


Fig. (II. 2): Coupe d'une machine synchrone à pôles saillants

Les principes physiques de conversion électromécanique de l'énergie dans le champ électromécanique, et les concepts de machines opérationnelles qui en découlent, sont établis depuis plus d'un siècle. Pourtant, l'événement du collecteur électromécanique bientôt supplanté par le commutateur électronique a permis au domaine des machines et actionneurs électromécaniques de connaître au cours des dernières décennies, un progrès technologique régulier, ouvrant la voie à l'ère du tout électrique [45].

II.3 MISE EN EQUATIONS DES MACHINES SYNCHRONES

Ce chapitre est consacré à l'étude d'une machine synchrone à pôles saillants, le cas des machines synchrones à pôles lisses correspond au cas particulier où la saillance de la machine est négligeable.

Cette étude est présentée sous forme générale afin de pouvoir être adaptée à toutes les machines correspondant à la description ci-dessous:

- La machine est constituée d'une succession de pôles magnétiques nord et sud, le rotor et le stator comportent tous les deux le même nombre p de paires de pôles;
- Le stator (induit) est encoché (on compte q encoches par pôle de la machine);
- le rotor peut être bobiné (alimenté par un courant continu) ou comporter des aimants permanents;
- les pôles du rotor sont saillants (la distance entre le stator et le rotor n'est pas uniforme suivant toutes les directions);
- le rotor peut être vrillé (inclinaison angulaire) par rapport aux encoches du stator afin de diminuer le couple pulsant dû à la succession des encoches et des dents.

Ces caractéristiques de construction englobent la plupart des machines synchrones classiques [44].

II.3.1 Equations en termes des variables de phases

Les équations électriques d'une machine synchrone s'expriment en fonctions des résistances et des inductances propres et mutuelles de ses enroulements.

Pour la machine de la figure (II. 3), nous avons 6 enroulements et par conséquent 6 équations de tension décrites par le système d'équations (II. 1) [46-47].

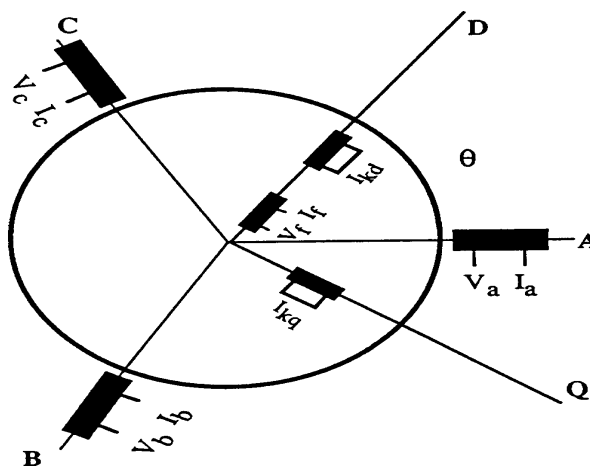


Fig. (II. 3): Machine synchrone à 6 enroulements

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\{ \begin{array}{l} V_a = -R_a \cdot I_a - \frac{d\Phi_a}{dt} \\ V_b = -R_a \cdot I_b - \frac{d\Phi_b}{dt} \\ V_c = -R_a \cdot I_c - \frac{d\Phi_c}{dt} \end{array} \right. \\ \\ \left\{ \begin{array}{l} V_f = R_f \cdot I_f + \frac{d\Phi_f}{dt} \\ 0 = R_{kd} \cdot I_{kd} + \frac{d\Phi_{kd}}{dt} \\ 0 = R_{kq} \cdot I_{kq} + \frac{d\Phi_{kq}}{dt} \end{array} \right. \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{Equations de l'induit} \\ \\ \text{Equations de l'inducteur} \end{array} \quad (\text{II. 1})$$

avec:

R_a : résistance d'une phase de l'induit;

R_f ; R_{kd} ; R_{kq} : résistance de l'inducteur, de l'amortisseur de l'axe D et de l'amortisseur de l'axe Q;

$\Phi_{i=a, b, c, kd, kq}$: flux traversant l'enroulement i .

On suppose d'abord que le circuit magnétique n'est pas saturé, les flux sont alors linéaires en fonctions des courants, ainsi les équations des flux sous forme matricielle sont données par:

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_f \\ \Phi_{kd} \\ \Phi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} & M_{akd} & M_{akq} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} & M_{bf} & M_{bkd} & M_{bkq} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c & M_{cf} & M_{ckd} & M_{ckq} \\ M_{af} & M_{bf} & M_{cf} & L_f & M_{fkd} & M_{fkq} \\ M_{akd} & M_{bkd} & M_{ckd} & M_{fkd} & L_{kd} & M_{kdkq} \\ M_{akq} & M_{bkq} & M_{ckq} & M_{fkq} & M_{kdkq} & L_{kq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \\ I_{kd} \\ I_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

On observe que certaines de ces inductances dépendent de la position relative du rotor, exprimé par l'angle θ de la figure (II. 3). Dans ce cas:

- Les inductances propres L_a , L_b et L_c sont des fonctions périodiques de θ , de période π dont les développements en série de Fourier donnent:

$$L_a = L_{a0} + L_{a2} \cos 2\theta + L_{a4} \cos 4\theta + \dots$$

L_b et L_c s'en déduisent en remplaçant θ par $\theta - \frac{2\pi}{3}$ et $\theta - \frac{4\pi}{3}$ respectivement.

- Les inductances mutuelles entre phases M_{ab} , M_{ac} et M_{bc} de période π , dont les développements en série de Fourier donnent:

$$M_{ab} = M_{ab0} + M_{ab2} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + M_{ab4} \cos 4\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + \dots$$

M_{bc} et M_{ac} s'en déduisent en remplaçant θ par $\theta - \frac{2\pi}{3}$ et $\theta - \frac{4\pi}{3}$ respectivement.

- Les inductances mutuelles entre phases et l'inducteur M_{af} , M_{bf} et M_{cf} de période 2π , dont les développements en série de Fourier donnent:

$$M_{af} = M_{af1} \cos \theta + M_{af3} \cos 3\theta + M_{af5} \cos 5\theta + \dots$$

M_{bf} et M_{cf} s'en déduisent en remplaçant θ par $\theta - \frac{2\pi}{3}$ et $\theta - \frac{4\pi}{3}$ respectivement.

De même pour M_{akd} ; M_{bkd} ; M_{ckd} ; M_{akq} ; M_{bkq} ; M_{ckq} , les autres inductances relatives au rotor seul sont des constantes, ainsi $M_{fkq} = 0$ et $M_{kdkq} = 0$. On suppose ensuite que la force électromotrice de l'induit a une distribution sinusoïdale, cette hypothèse nous permet de considérer:

- Les inductances propres et mutuelles relatives à l'induit seul sont la somme d'un terme constant et d'une harmonique de rang 2, dont le coefficient est le même pour les inductances propres et mutuelles;
- L'inductance mutuelle entre un enroulement rotorique et une phase de l'induit a le premier terme de son développement en série de Fourier égal au quotient du flux fondamental maximal qu'il crée à travers la phase en question par le courant de l'enroulement rotorique considéré, alors le système matriciel (II. 2) devient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_0 \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_f \\ \Phi_{fr} \\ \Phi_{fr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_{0s} \cos 2\theta & M_{01} + L_{0s} \cos(2\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & M_{01} + L_{0s} (\cos 2\theta - \frac{4\theta_0}{3}) & M_{01} \cos \theta & M_{01} \cos \theta & M_{01} \sin \theta \\ M_{01} + L_{0s} (\cos 2\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & L_0 + L_{0s} \cos(2\theta - \frac{4\theta_0}{3}) & M_{01} + L_{0s} \cos(2\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & M_{01} \cos(\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & M_{01} \cos(\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & M_{01} \sin(\theta - \frac{2\theta_0}{3}) \\ M_{01} + L_{0s} \cos 2\theta & M_{01} + L_{0s} \cos(2\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & L_0 + L_{0s} \cos(2\theta - \frac{4\theta_0}{3}) & M_{01} \cos(\theta - \frac{4\theta_0}{3}) & M_{01} \cos(\theta - \frac{4\theta_0}{3}) & M_{01} \sin(\theta - \frac{4\theta_0}{3}) \\ M_{01} \cos \theta & M_{01} \cos(\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & M_{01} \cos(\theta - \frac{4\theta_0}{3}) & M_{01} & M_{01} & 0 \\ M_{01} \cos \theta & M_{01} \cos(\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & M_{01} \cos(\theta - \frac{4\theta_0}{3}) & M_{01} & M_{01} & 0 \\ M_{01} \sin \theta & M_{01} \sin(\theta - \frac{2\theta_0}{3}) & M_{01} \sin(\theta - \frac{4\theta_0}{3}) & 0 & 0 & I_{0f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \\ I_f \\ I_{fr} \\ I_{fr} \end{bmatrix}$$

(II. 3)

II.3.2 Transformation de Park

L'utilisation pratique du système (II. 3) en variables de phases est assez complexe étant donné que certains coefficients sont en fonctions de l'angle θ . Elle serait plus facile si les variables de l'induit étaient transformées en d'autres variables liées à un référentiel fixé à l'inducteur.

Ce changement de variables, appelé transformation de Park, consiste à décomposer selon deux axes, D et Q, la force magnétomotrice créée par le stator [46-50].

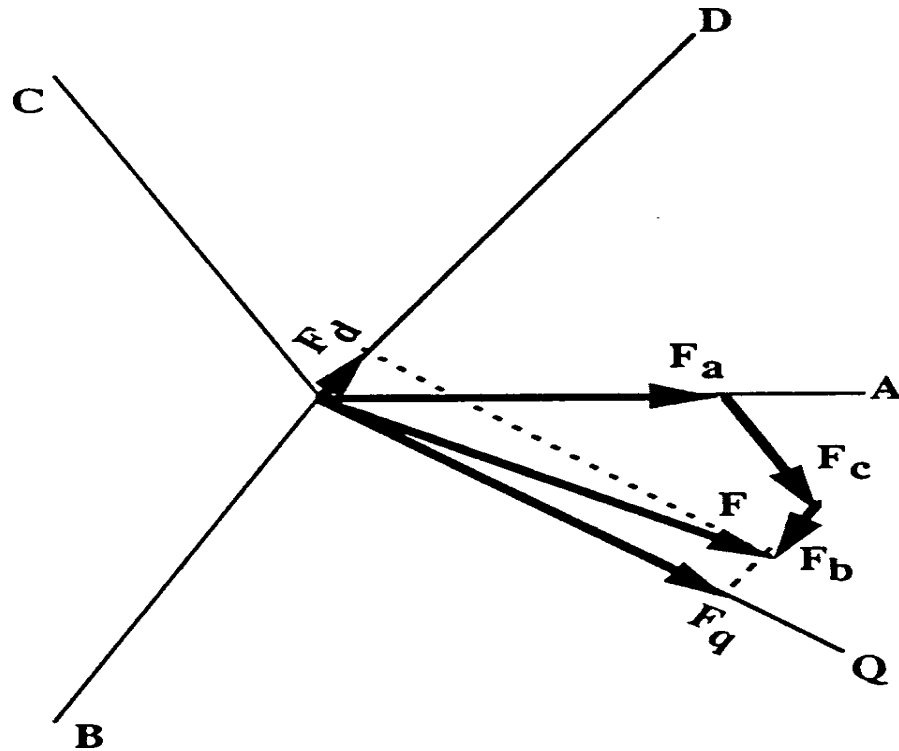


Fig. (II. 4): Décomposition selon les axes d et q de la force magnétomotrice triphasée

L'hypothèse de distribution sinusoïdale de la f.m.m permet de considérer que le maximum de la f.m.m pour chaque phase peut être exprimé par:

$$f_{mma} = K_m \cdot I_a$$

$$f_{mmb} = K_m \cdot I_b$$

$$f_{mmc} = K_m \cdot I_c$$

avec : K_m est une constante.

I_a, I_b, I_c : représentent les valeurs instantanées des courants dans les trois phases de l'induit selon les axes des phases, ainsi la décomposition sur les axes D et Q sera d'après la figure (II. 4):

$$\begin{cases} F_d = K_m \cdot [I_a \cos\theta + I_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_c \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})] \\ F_q = K_m \cdot [I_a \sin\theta + I_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_c \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

de l'équation (II. 4), posons:

$$\begin{cases} I'_d = [I_a \cos\theta + I_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_c \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})] \\ I'_q = [I_a \sin\theta + I_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_c \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (\text{II. 5})$$

On sait d'après les propriétés des projections vectorielles et le théorème de Ferraris que I'_d et I'_q sont constants, qu'ils tournent à la même vitesse que le rotor et qu'ils obéissent à l'expression:

$$\sqrt{I'^2_d + I'^2_q} = \frac{3}{2} I \quad (\text{II. 6a})$$

où I est la valeur maximale du courant d'une phase, de l'équation (II. 6) on obtient que:

$$I'^2_d + I'^2_q = (\frac{3}{2})^2 \cdot I^2 \quad (\text{II. 6b})$$

Afin de supprimer le facteur $\frac{3}{2}$ de cette expression on multipliera par $(\frac{2}{3})^2$ les deux membres de l'équation ci-dessus, on posera donc:

$$I_d = \frac{2}{3} I'_d \quad \text{et} \quad I_q = \frac{2}{3} I'_q \quad (\text{II. 6c})$$

Finalement:

$$\begin{cases} I_d = \frac{2}{3} [I_a \cos \theta + I_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_c \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})] \\ I_q = \frac{2}{3} [I_a \sin \theta + I_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_c \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

Remarquons, tout d'abord qu'il y a trois variables à transformer (I_a, I_b, I_c) et les relations ci-dessus ne fournissent que deux équations. Si on veut établir un changement de variables, il est par conséquent nécessaire d'en formuler une troisième et celle-ci est donnée par la relation entre courants:

$$I_a + I_b + I_c = 3 \cdot I_0 \quad (\text{II. 8})$$

Finalement, les formules de transformation retenues sont les suivantes:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

et la transformation inverse:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

En adoptant I_0 comme valeur moyenne des valeurs instantanées (I_a, I_b, I_c), cela correspond dans la transformation inverse à l'addition d'une même quantité à (I_a, I_b, I_c) et ne change pas les f.m.m F_d et F_q . De façon analogue on peut établir les transformations des tensions et des flux:

- Transformation des tensions:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

et la transformation inverse:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

- Transformation des flux:

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

et la transformation inverse:

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

- Relations entre flux et courants:

En appliquant la transformation de Park aux équations (II. 3) on obtient les relations entre flux et courants dans le système d, q, o.

Ainsi:

Dans l'axe **D**:

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_f \\ \Phi_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_{af} & M_{akd} \\ \frac{3}{2}M_{af} & L_f & M_{fkd} \\ \frac{3}{2}M_{akd} & M_{fkd} & L_{kd} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_d \\ I_f \\ I_{kd} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15a})$$

Dans l'axe **Q**:

$$\begin{bmatrix} \Phi_q \\ \Phi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & M_{akq} \\ \frac{3}{2}M_{akq} & L_{kq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_q \\ I_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15b})$$

et $\Phi_o = L_o \cdot I_o$ (II. 15c)

où : $L_d = L_{ao} + M_{abo} + \frac{3}{2}L_{a2}$: inductance synchrone longitudinale;

$L_q = L_{ao} - M_{abo} - \frac{3}{2}L_{a2}$: inductance synchrone transversale;

$L_o = L_{ao} + 2M_{abo}$: inductance homopolaire.

- Equations de Park

En revenant sur les équations (II. 1) et en appliquant les transformations respectives, on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -\frac{d\Phi_d}{dt} - \Phi_q \cdot \omega_r - R_a \cdot I_d \quad (\text{II. 16a}) \\ V_q = -\frac{d\Phi_q}{dt} - \Phi_d \cdot \omega_r - R_a \cdot I_q \quad (\text{II. 16b}) \\ V_o = -\frac{d\Phi_o}{dt} - R_a \cdot I_o \quad (\text{II. 16c}) \\ V_f = R_f \cdot I_f + \frac{d\Phi_f}{dt} \quad (\text{II. 16d}) \\ 0 = R_{kq} \cdot I_{kq} + \frac{d\Phi_{kq}}{dt} \quad (\text{II. 16e}) \\ 0 = R_{kd} \cdot I_{kd} + \frac{d\Phi_{kd}}{dt} \quad (\text{II. 16f}) \end{array} \right.$$

- Puissance et couple:

La puissance électrique instantanée aux bornes de la machine synchrone est:

$$P_e = V_a \cdot I_a + V_b \cdot I_b + V_c \cdot I_c \quad (\text{II. 17})$$

Dans le système d q o, la puissance devient:

$$P_e = \frac{3}{2} (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q + 2V_o \cdot I_o) \quad (\text{II. 18})$$

Remplaçant V_d et V_q par les expressions (II. 16), on a:

$$P_e = -\frac{3}{2} \left(I_d \cdot \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \cdot \frac{d\Phi_q}{dt} + 2 I_o \cdot \frac{d\Phi_o}{dt} \right) - \frac{3}{2} R_a (I_d^2 + I_q^2 + 2 I_o^2) + \frac{3}{2} \cdot \omega_r (\Phi_d \cdot I_q - \Phi_q \cdot I_d) \quad (\text{II. 19})$$

■ La première parenthèse correspond à la puissance mise en jeu dans la machine par les variations de l'énergie électromagnétique emmagasinée, mais qui ne contribue pas à la création d'un couple mécanique;

- La deuxième parenthèse représente la somme des pertes Joule de l'induit;
- La troisième parenthèse est la seule susceptible de produire une rotation mécanique.
- Le facteur $i \cdot \Phi$ représente le couple instantané sur l'arbre, ainsi l'expression du couple électromagnétique résistant sera dans l'hypothèse d'un fonctionnement en alternateur.

$$C_e = \frac{3}{2}(\Phi_d \cdot I_q - \Phi_q \cdot I_d) \quad (\text{II. 20})$$

et le comportement électromécanique sera complété par l'équation du mouvement:

$$C_m - C_e = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{II. 21})$$

- où :
- C_m est le couple mécanique moteur;
 - C_e est le couple électromagnétique résistant;
 - J est le moment d'inertie des masses tournantes.

II. 3.3 Calcul opérationnel

Si la vitesse est constante, l'équation (II. 21) n'intervient pas et les équations électrique (II. 16) deviennent linéaires à coefficients constants, ce qui permet d'appliquer la méthode du calcul opérationnel pour leur résolution. Par cette méthode, le système d'équations différentielles peut être directement transcrit en notations opérationnelles en remplaçant l'opérateur $\frac{d}{dt}$ par la variable de Laplace p . Ainsi, les équations (II. 16) deviennent [46], [51]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -p\Phi_d - \Phi_q \cdot \omega_r - R_a \cdot I_d \\ V_q = -p\Phi_q - \Phi_d \cdot \omega_r - R_a \cdot I_q \\ V_o = -p\Phi_o - R_a \cdot I_o \\ V_f = R_a \cdot I_f + p\Phi_f \\ 0 = R_{kq} \cdot I_{kq} + p\Phi_{kd} \\ 0 = R_{kd} \cdot I_{kd} + p\Phi_{kq} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (\text{II. 22a}) \\ (\text{II. 22b}) \\ (\text{II. 22c}) \\ (\text{II. 22d}) \\ (\text{II. 22e}) \\ (\text{II. 22f}) \end{array}$$

et par élimination de I_f et I_{kd} du système (II. 15a) et du système (II. 15b), on obtient:

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d(p) \cdot I_d + G(p) \cdot V_f & \text{(II. 23a)} \\ \Phi_q = L_q(p) \cdot I_q & \text{(II. 23b)} \end{cases}$$

où : $L_d(p)$ et $L_q(p)$ sont les inductances opérationnelles longitudinale et transversale respectivement et $G(p)$ est la fonction de transfert du circuit d'excitation.

En introduisant les constantes de temps classiques, on obtient:

$$\begin{cases} L_d(p) = L_d \cdot \frac{(1+T'_d \cdot p) \cdot (1+T''_d \cdot p)}{(1+T'_{do} \cdot p) \cdot (1+T''_{do} \cdot p)} & \text{(II. 24a)} \\ L_q(p) = L_q \cdot \frac{(1+T'_q \cdot p)}{(1+T'_{qo} \cdot p)} & \text{(II. 24b)} \\ G(p) = \frac{M_{af}}{R_f} \cdot \frac{1+T'_{kd} \cdot p}{(1+T'_{do} \cdot p) \cdot (1+T''_{do} \cdot p)} & \text{(II. 24c)} \end{cases}$$

avec:

$T'_{do} = \frac{L_f}{R_f}$: constante de temps transitoire longitudinale à circuit-ouvert;

$T'_d = \frac{L_f - \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{af}^2}{L_d}}{R_f}$: constante de temps transitoire longitudinale en court-circuit;

$T''_{do} = \frac{L_{kd} - \frac{M_{fkd}^2}{L_f}}{R_{ld}}$: constante de temps subtransitoire longitudinale à circuit-ouvert;

T''_d : constante de temps subtransitoire longitudinale en court-circuit;

$T''_{qo} = \frac{L_{kq}}{R_{kq}}$: constante de temps subtransitoire transversale à circuit-ouvert;

$$T^h_q = \frac{L_{kq} - \frac{3}{2} \frac{M_{akq}^2}{L_f}}{R_{lq}} : \text{constante de temps subtransitoire transversale en court-circuit;}$$

T_{kd} : constante de temps du flux de fuite total des amortisseurs longitudinaux.

II.4 PROBLEMATIQUE DU GENERATEUR SYNCHRONE A POLES SAILLANTS

En réalité la formidable évolution de l'informatique et le développement de la conception assistée par ordinateur (CAO), bouleversent les méthodes de travail des chercheurs, et cela nous a permis à notre tour, de présenter une contribution basé sur une nouvelle formulation pour résoudre les problèmes électromagnétiques dans un générateur synchrone à pôles saillants. Dans cette analyse, la méthode des éléments finis de frontières est utilisée pour prévoir le comportement dynamique des machines électriques. La disponibilité des micro-ordinateur de rendement élevé et le développement des dispositifs et des logiciels, nous a permis de faire une interface d'un superviseur construite sous Matlab pour étudier les dispositifs électrotechniques d'une façon générale et les machines électriques d'une façon spéciale.

II.4.1 Principe de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis permet de résoudre des problèmes d'équations aux dérivées partielles. Le principe fondamental de cette méthode [52] réside dans le passage du milieu continu à sa représentation discrétisée. Cela revient à découper la représentation du domaine en un ensemble de sous-domaines élémentaires appelés les éléments finis.

Dans chaque élément la fonction physique inconnue qui modélise le phénomène, est approchée par une interpolation polynomiale. Cette interprétation peut être linéaire ou d'un degré plus élevé selon l'application.

Les éléments finis sont des points, des segments, des triangles, des quadrilatères,...etc. Ils réalisent une répartition du domaine d'étude, ils sont disjoints et leurs unions recouvrent le domaine tout entier, cette répartition est aussi appelée découpage, discrétisation ou maillage.

Le principe de la méthode consiste à trouver la répartition des valeurs qui vérifie l'équation aux dérivées partielles du phénomène étudié et qui vérifie ses conditions aux limites (Dirichlet, Neumann, conditions cycliques,...).

La relative facilitée de la discrétisation en éléments finis, ainsi que la grande généralité des procédures numériques associées, font que cette méthode est largement répandue dans les environnements de CAO pour les applications d'ingénierie.

Le chercheur qui veut réaliser une modélisation doit avant toute chose, déterminer le modèle le plus adapté à l'étude qu'il veut entreprendre. Ainsi les équations de Maxwell décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques, il s'y ajoute les phénomènes thermiques décrits par l'équation de diffusion de la chaleur, les phénomènes mécaniques,...etc. Suivant les dispositifs qu'il étudie, certains phénomènes peuvent devenir négligeables et l'ensemble des équations du modèle peut se réduire à celui d'un modèle plus simple. Parmi les méthodes numériques classiques, on peut citer: différences finies, éléments finis, intégrales de frontières et les méthodes mixtes. C'est la méthode des éléments finis qui s'adapte le mieux aux géométries élaborées et aux phénomènes physiques complexes. Sa mise en oeuvre donne souvent lieu à la réalisation de logiciels intégrés de CAO, cette intégration concerne des applications graphiques interactives, de dialogue, de résolution de systèmes d'équations linéaires ou non linéaires, et de calculs divers (flux, champs, forces,...). Les équations de Maxwell sont les équations de base de la formulation de tous les phénomènes électromagnétiques. Dans le domaine de l'électrotechnique, quelques simplifications sont possibles dues au fait que la fréquence mise en jeu est faible. Cela nous permet notamment de négliger les courants de déplacement $\frac{d\vec{D}}{dt}$ et ainsi étudier séparément les champs électriques et magnétiques. Quatre grandeurs vectorielles caractérisent le champ électromagnétique, ces grandeurs, qui dépendent de l'espace et du temps sont le champ électrique E , le champ magnétique H , l'induction magnétique B et l'induction électrique D , ces quatre grandeurs sont régies par les équations de Maxwell. Les équations suivantes présentent la forme la plus générale des équations de Maxwell, c'est-à-dire en présence d'éventuels charges et courants de conduction [5], [31], [52-56]:

- Pour les formes locales, on a:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot } \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \text{div } \vec{D} = \rho \\ \text{div } \vec{B} = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II. 25)} \\ \text{(II. 26)} \\ \text{(II. 27)} \\ \text{(II. 28)} \end{array}$$

- Pour les formes intégrales, on a:

$$\left\{ \begin{array}{l} \oint_c \vec{H}.d\vec{l} = \iint_s (\vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}).d\vec{s} \\ \oint_c \vec{E}.d\vec{l} = \iint_s (-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}).d\vec{s} \\ \iiint_s \vec{D}.d\vec{s} = \iiint_v \rho. dv \\ \iiint_s \vec{B}.d\vec{s} = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II. 29)} \\ \text{(II. 30)} \\ \text{(II. 31)} \\ \text{(II. 32)} \end{array}$$

Les quatre équations de Maxwell restent non définies si les relations constitutives ne sont pas connues (ϵ : permittivité, μ : perméabilité, σ : conductivité):

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{D} = \epsilon \vec{E} \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \\ \vec{J} = \sigma \vec{E} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II. 33)} \\ \text{(II. 34)} \\ \text{(II. 35)} \end{array}$$

II.4.1.1 Formulation magnétostatique

Dans le domaine de la magnétostatique, les équations à résoudre sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} \\ \overrightarrow{div} \vec{B} = 0 \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II. 36a)} \\ \text{(II. 36b)} \\ \text{(II. 36c)} \end{array}$$

A partir de (II. 36b) on définit le potentiel vecteur magnétique \vec{A}

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad \text{(II. 37)}$$

L'unicité de \vec{A} est assurée par la jauge de Coulomb:

$$\text{div} \vec{A} = 0 \quad (\text{II. 38})$$

En combinant (II. 36c), (II. 37) et (II. 38) on obtient:

$$\text{rot} [\nu \cdot \text{rot} \vec{A}] = \vec{J} \quad (\text{II. 39})$$

où : $\nu = \frac{1}{\mu}$ réductivité magnétique.

Cette équation, appelée équation de Poisson linéaire pour la magnétostatique, elle doit être résolue en tous les points du domaine d'étude Ω .

La résolution de (II. 39) pour la méthode des éléments finis exige d'abord la transformation de cette équation aux dérivées partielles en sa forme intégrale.

Pour accomplir cette tâche, nous avons utilisé la méthode des résidus pondérés avec la formulation du type Galerkin [46], [54]. Cela nous amène à l'expression suivante, en 2D cartésien:

$$\sum_{j=1}^N \left[- \int_{\Omega} \nu \cdot \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_i \cdot \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_j \cdot A_j \cdot d\Omega + \int_{\Omega} \alpha_j \cdot J \cdot d\Omega \right] = 0 \quad (\text{II. 40})$$

où $\alpha_{i,j}$ est une fonction d'interpolation.

Sous forme matricielle cette équation devient:

$$[S] \cdot [A] = [I] \quad (\text{II. 41})$$

où

$$\begin{cases} S_{ij} = \int_{\Omega} \nu \cdot \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_i \cdot \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_j \cdot d\Omega \\ I_j = \int_{\Omega} \alpha_j \cdot J \cdot d\Omega \end{cases}$$

Nous obtenons ainsi un système de N équations à résoudre pour trouver les valeurs des N variables.

II.4.1.2 Formulation magnétodynamique couplée aux équations de circuit

L'étude magnétodynamique fait appel aux 4 équations de Maxwell, c'est à dire:

$$\left\{ \begin{array}{l} \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} \\ \overrightarrow{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \text{div} \vec{J} = 0 \\ \text{div} \vec{B} = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II. 42a)} \\ \text{(II. 42b)} \\ \text{(II. 42c)} \\ \text{(II. 42d)} \end{array}$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{B} = \mu \vec{H} \\ \vec{J} = \sigma \vec{E} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II. 42e)} \\ \text{(II. 42f)} \end{array}$$

La résolution par éléments finis de ces équations présente une difficulté pour modéliser correctement les conducteurs. Traditionnellement, deux types de conducteurs sont utilisés:

- Les conducteurs massifs;
- Les conducteurs bobinés

Dans les conducteurs bobinés, la densité de courant est supposée constante puisqu'on considère qu'ils sont suffisamment fins par rapport à l'épaisseur de peau. En revanche, les conducteurs massifs sont le siège des courants de Foucault. Pour les conducteurs massifs, l'association de l'équation (II. 37) et (II. 42b) donne:

$$\overrightarrow{rot} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad \text{(II. 43)}$$

L'équation (II. 43) implique l'existence d'un potentiel scalaire électrique V tel que:

$$\vec{E} = -\overrightarrow{grad} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad \text{(II. 44)}$$

En introduisant (II. 44) dans (II. 42f), on trouve:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \left(-\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{\text{grad}} V \right) \quad (\text{II. 45})$$

et l'équation (II. 42a) devient:

$$\overrightarrow{\text{rot}} (v \cdot \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) + \sigma \cdot \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{\text{grad}} V \right) = 0 \quad (\text{II. 46})$$

On prouve encore que:

$$\overrightarrow{\text{grad}} V = -\frac{\Delta V}{L} \quad (\text{II. 47})$$

où: ΔV : est la différence de potentiel entre les extrémités du conducteur;

L : La longueur du conducteur.

ainsi les équations (II. 45) et (II. 46) deviennent:

$$\begin{cases} \Delta V = \frac{L}{\sigma} \cdot \vec{J} + L \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} & (\text{II. 48a}) \\ L \cdot \left(\overrightarrow{\text{rot}} (v \cdot \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) + \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) - \sigma \cdot \Delta V = 0 & (\text{II. 48b}) \end{cases}$$

Ces deux équations mises sous forme intégrale, par la méthode des résidus pondérés avec la formulation de Galerkin, et discrétisées par la méthode des éléments finis, donnent le système matriciel suivant:

$$\begin{bmatrix} [S].[A]+[G].\left[\frac{\partial A}{\partial t}\right]-[C].[\Delta V]=0 \\ -[C]^T.\left[\frac{\partial A}{\partial t}\right]+[R]^{-1}.[\Delta V]=[I] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 49})$$

avec :

$$S_{ij}=L.\iint_{\Omega_k} \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_i \cdot \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_j d\Omega$$

$$G_{ij}=L.\iint_{\Omega_k} \sigma.\alpha_i.\alpha_j d\Omega$$

$$C_i=L.\iint_{\Omega_k} \sigma.\alpha_i d\Omega$$

$$R_k=\frac{L}{\iint_{\Omega_K} \sigma dS}$$

- où :
- A_i : valeur nodale du nœud i ;
 - ΔV_k : différence de potentiel aux bornes du conducteur k ;
 - I_k : courant qui parcourt le conducteur k .

Pour les conducteurs bobinés, l'équation (II. 49) résolue par la méthode des éléments finis conduit à:

$$[S].[A]=[C].[I] \quad (\text{II. 50})$$

avec :

$$C_i=\left(\frac{N_s.L}{S_k}\right).\iint_{\Omega} \alpha_i d\Omega$$

- où :
- S_k est la surface de la région conductrice bobinée;
 - N_s est le nombre de spires de cette région.

Pour le couplage des équations de circuit, les équations (II. 49) et (II. 50) montrent bien que nous pouvons aisément alimenter en tension un conducteur massif. En revanche, l'alimentation en courant pose un problème. De même, pour un conducteur bobiné, il est facile de l'alimenter en courant tandis que l'alimentation en tension nécessite l'utilisation de techniques particulières.

Afin de surmonter ces problèmes, nous allons associer les équations de circuits aux équations discrétisées par éléments finis. De plus, ces équations de circuit permettent de prendre en compte les composants extérieurs au domaine de résolution.

Les équations de circuit sont alors introduites dans le système matriciel par l'expression supplémentaire suivante issue de la loi de Kirchhoff:

$$[D].[ΔV]+[Z_m].[I_m]+[L_m].\frac{\partial[I_m]}{\partial t}=[E_m] \quad (\text{II. 51})$$

avec : I_m : vecteur des courants dans les boucles;

E_m : vecteur de la somme des f.e.m des boucles;

$[Z_m]$: matrice des résistances externes;

$[L_m]$: matrice des inductances externes;

$[D]$: matrice des sens de courants;

ΔV_k : chute de tension aux bornes du conducteur k;

et $[I]=[D]^T.[I_m]$

Ainsi, pour le cas général où les deux types de conducteurs sont utilisés simultanément, nous sommes amenés à résoudre le système:

$$\left[\begin{array}{l} [S].[A]+[G].\frac{\partial[A]}{\partial t}-[C].[ΔV]-[C].[D]^T.[I_m]=[0] \\ -[C]^T.\frac{\partial[A]}{\partial t}+[R^{-1}].[ΔV]-[D]^T.[I_m]=[0] \\ -[D].[C]^T.\frac{\partial[A]}{\partial t}-[D].[ΔV]-[Z_m].[I_m]-[L_m].\frac{\partial[I_m]}{\partial t}=-[E_m] \end{array} \right] \quad (\text{II. 52})$$

où : $[D]$ et $[C]$ se réfèrent aux conducteurs bobinés.

En régime sinusoïdal, nous pouvons utiliser les nombres complexes et l'opérateur $\frac{\partial}{\partial t}$ est alors remplacé par $j\omega$ et les équations deviennent:

$$\begin{bmatrix} [S].[A]+j\omega.[G].[A]-[C].[\Delta V]-[C].[D']^T.[I_m]=[0] \\ -j\omega.[C]^T.[A]+[R^{-1}].[\Delta V]-[D]^T.[I_m]=[0] \\ -j\omega.[D].[C]^T.[A]-[D].[\Delta V]-[Z_m].[I_m]-j\omega.[L_m].[I_m]=-[E_m] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 53})$$

En divisant les lignes (2) et (3) du système (II. 53) par $j\omega$, le système devient symétrique:

$$\begin{bmatrix} [S]+j\omega.[G] & -[C] & -[C].[D']^T \\ -[C]^T & \left[\frac{R^{-1}}{j\omega}\right] & -\left[\frac{D}{j\omega}\right]^T \\ -[D].[C]^T & -\left[\frac{D}{j\omega}\right] & -\left[\frac{Z_m}{j\omega}\right]-[L_m] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [A] \\ [\Delta V] \\ [I_m] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [0] \\ \left[-\frac{E_m}{j\omega}\right] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 54})$$

L'équation (II. 54) traduit les formulations par éléments finis des phénomènes magnétodynamiques en 2D couplée aux équations du circuit. La résolution de cette équation, nous permet de disposer d'un outil capable d'analyser les machines électriques en général et plus particulièrement pour étudier les machines synchrones [46].

II.4.2 Principe de la méthode des éléments finis de frontières

La méthode des éléments finis de frontière connue sous l'anonyme anglo-saxon B.E.M (*Boundary Element Method*), est une technique numérique développée depuis le début des années soixante et fondée sur la théorie plus ancienne des équations intégrales de frontière par B.I.E (*Boundary Integral Equation*). Cette théorie remonte aux débuts du XIXème siècle avec entre autres les travaux de Poisson (1820), Betti (1872), Kirchhoff (1882), Fredholm (1896), Lellog (1920), Kupradze (1935)...Ce n'est ensuite qu'autour de 1960, que Jaswon, Hess Symm, Show, Cruse et d'autres vont développer la méthode des éléments finis de frontière, l'appellation B.E.M n'apparaissant pour la première fois dans la littérature qu'en 1977.

Cette méthode a fait depuis l'objet de nombreuses publications et représente toujours un secteur de recherche important, notamment grâce à la puissance croissante des calculateurs à disposition. Il est important de souligner que cette méthode s'est posée en alternative à l'autre grande méthode numérique, en particulier la méthode des éléments finis lorsque le domaine de propagation devient infini [57-64].

II.4.3 Mise en équations de la méthode développée pour faire l'étude du générateur synchrone

La méthode des éléments de frontière (*B.E.M*) permet la résolution numérique des équations issues des méthodes intégrales. Elle est tout particulièrement adaptée à l'étude de problèmes 2D/3D pour des structures à géométrie complexe dans le cadre de la mécanique.

L'utilisation de la méthode des éléments finis (*F.E.M*) nécessite souvent une préparation lourde des maillages, et la précision n'est pas toujours excellente pour l'évaluation des facteurs d'intensité de contraintes. La méthode des éléments de frontière fournie au contraire une bonne précision et une grande simplicité de maillage. Néanmoins, elle est limitée par la complexité de la résolution numérique due à l'inversion de matrices pleines.

L'objectif de cette contribution, est d'utiliser la méthode des intégrales de frontière couplée à un algorithme basé sur la méthode des éléments finis, visant à s'affranchir des difficultés émergeant numériquement de l'utilisation des méthodes intégrales et visant à réduire très significativement les coûts de calcul [65].

Les équations de Maxwell dans les coordonnées stationnaires sont données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II. 55a)} \\ \text{(II. 55b)} \\ \text{(II. 55c)} \\ \text{(II. 55d)} \end{array}$$

La transformation de Galilean dans l'espace et dans le temps est appliquée aux équations de Maxwell dans le système dynamique et donne le système d'équations suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla' \times (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla' \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \\ \nabla' \cdot \mathbf{B} = 0 \\ \nabla' \cdot \mathbf{D} = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II. 56a)} \\ \text{(II. 56b)} \\ \text{(II. 56c)} \\ \text{(II. 56d)} \end{array}$$

avec les primes représente les quantités exprimées dans le mode rotatif dans le système de coordonnées, et \mathbf{v} c'est la vitesse (velocity) dans le point du système de coordonnées rotatif (x', y', z', t') . Les quantités \mathbf{H} , \mathbf{B} , \mathbf{D} et \mathbf{J} ne changent pas dans le système de coordonnées, sauf le champ électrique \mathbf{E} qui est modifié comme suit:

$$\mathbf{E}' = \mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad \text{(II. 57)}$$

Avec l'analyse en deux dimensions (2D), et par l'injection de l'équation $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ dans l'équation (II. 57), on aboutis à:

$$\mathbf{E}' = -\left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}\right)' - \text{grad } \varphi' - v_x \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x}\right)' - v_y \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial y}\right)' \quad \text{(II. 58)}$$

avec \mathbf{A} c'est le potentiel magnétique vecteur, φ c'est le potentiel scalaire, v_x et v_y sont les x- et y- composantes directionnelles de la vitesse (velocity), respectivement. Dans un autre sens, dans le système stationnaire, le champ électrique \mathbf{E} est donné par:

$$\mathbf{E} = \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad } \varphi \quad \text{(II. 59)}$$

Dans le cas d'un générateur, l'intensité du vecteur de champ électrique est induite dans les enroulements et la tension U_T de l'enroulement est donnée par:

$$U_T = -n_w \frac{d\Phi}{dt} = n_w \int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \quad \text{(II. 60)}$$

Avec n_w est le nombre de spire du bobinage, Φ c'est le flux et l c'est la longueur autour de l'enroulement. Assumant que les enroulements sont reliés au circuit électrique externe comme le montre la figure (II. 5), les équations de circuit sont obtenues comme suit:

(a) **Dans un enroulement stationnaire:**

$$U_1 = n_w \int_l \frac{dA_{i1}}{dt} dl + R_1 I_1 \quad (\text{II. 61})$$

(b) **Dans un enroulement mobile:**

$$U_2 = n_w \int_l \left(\frac{dA_{i2}}{dt} + v_x \frac{dA_{i2}}{dx} + v_y \frac{dA_{i2}}{dy} \right) dl + R_2 I_2 + U_{diode} \quad (\text{II. 62})$$

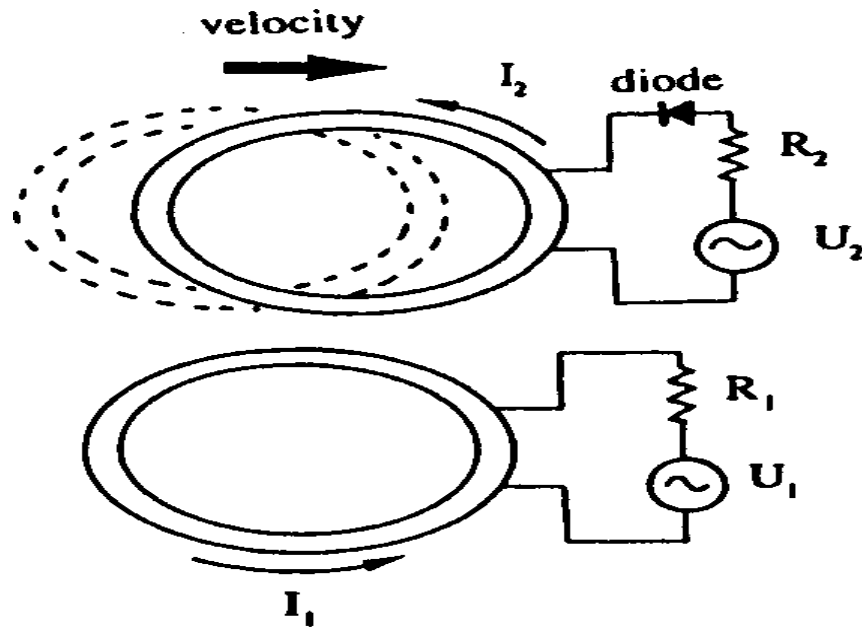


Fig. (II. 5): Mouvement relatif des enroulements

L'indice i représente l'enroulement, U c'est la tension d'alimentation du circuit extérieur, R c'est la résistance, I est le courant et U_{diode} représente la tension des diodes connectées. Quand on assure la rotation de la machine autour de l'axe z à la vitesse angulaire ωr , v_x et v_y sont données par:

$$v_x = -\omega r y \quad \text{et} \quad v_y = -\omega r x \quad (\text{II. 63})$$

Par l'utilisation de la méthode développée, le potentiel vecteur magnétique A et ses dérivées sont données par:

$$A_i = \frac{1}{C_i} \left(-\int_{\Gamma} q^* A d\Gamma + \int_{\Gamma} A^* q d\Gamma + \mu_0 \frac{n_w I}{S} \int_{\Omega} A^* I d\Omega \right) \quad (\text{II. 64})$$

$$\begin{cases} \frac{\partial A_i}{\partial x_i} = \frac{1}{C_i} \left(-\frac{\partial C_i}{\partial x_i} A_i - \int_{\Gamma} \frac{\partial q^*}{\partial x_i} A d\Gamma + \int_{\Gamma} \frac{\partial A^*}{\partial x_i} q d\Gamma + \mu_0 \frac{n_w I}{S} \int_{\Omega} \frac{\partial A^*}{\partial x_i} d\Omega \right) \\ \frac{\partial A_i}{\partial y_i} = \frac{1}{C_i} \left(-\frac{\partial C_i}{\partial y_i} A_i - \int_{\Gamma} \frac{\partial q^*}{\partial y_i} A d\Gamma + \int_{\Gamma} \frac{\partial A^*}{\partial y_i} q d\Gamma + \mu_0 \frac{n_w I}{S} \int_{\Omega} \frac{\partial A^*}{\partial y_i} d\Omega \right) \end{cases} \quad (\text{II. 65})$$

Après injection des deux équations (II. 61) et (II. 62) dans l'équation (II. 64) et après discrétisation du système, on peut résoudre le système d'équations en prenant en compte le courant et le mouvement du rotor. L'induction magnétique au point (x, y) est donnée par:

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y} \quad \text{et} \quad B_y = -\frac{\partial A}{\partial x} \quad (\text{II. 66})$$

II.4.4 Architecture du superviseur utilisé

Les différentes fonctions d'un environnement de CAO par la méthode des éléments finis de frontière peuvent être organisées au niveau d'un logiciel de différentes façons:

- Un seul programme pour toutes les fonctions, ce qui permet un passage rapide de l'information entre les différentes applications;
- Un programme pour les entrées et les sorties qui pourrait tourner sur un matériel interactif performant tel que les stations de travail, un autre pour la résolution qui peut être exécutée en différé sur un calculateur vectoriel, par exemple;

▪ Un programme par fonction, cette solution permet d'envisager aussi plusieurs programmes pour la même fonction, par exemple, un mailleur automatique et un mailleur manuel qui peuvent être choisis indifféremment.

Lorsque des programmes proviennent de sources différentes, le transfert d'informations entre modules doit se faire au moyen de fichiers neutres.

Lorsqu'il s'agit d'un environnement intégré de CAO, une Base de Données pour la communication entre les différents modules s'avère intéressante [31], comme indiqué à la figure (II. 6).

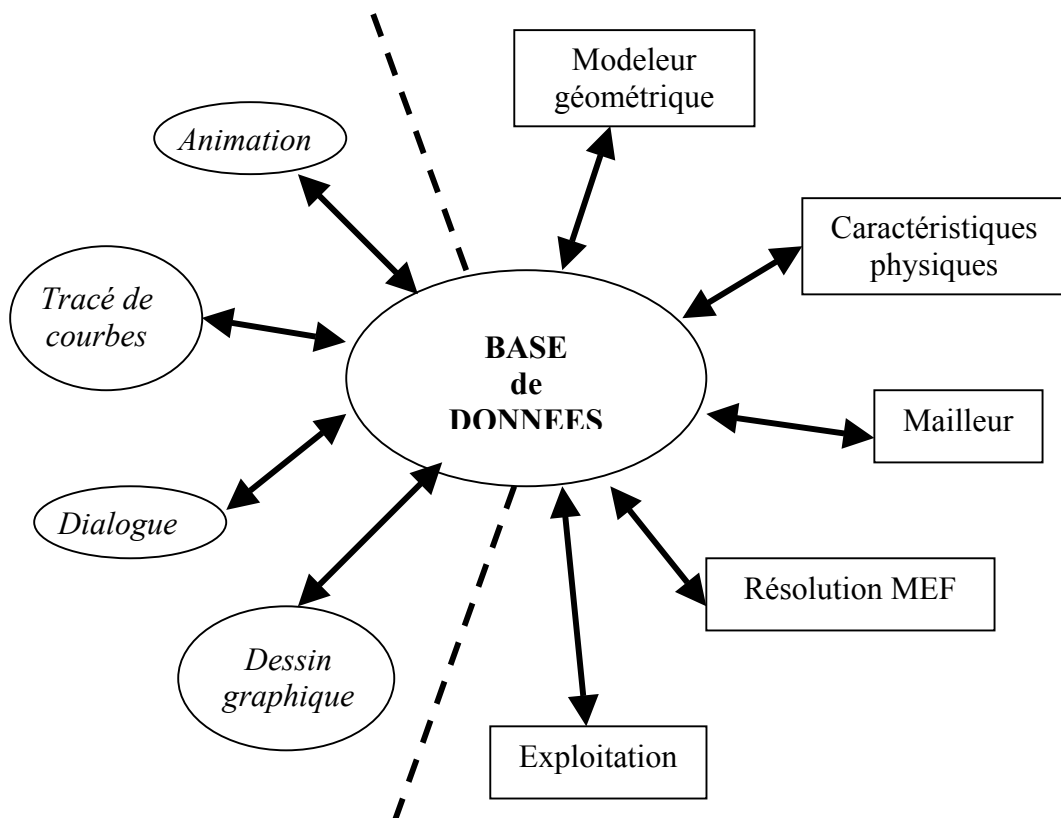


Fig. (II. 6): Un système CAO organisé autour d'une Base de Donnée

On remarque sur la figure (II. 6), que les données sont accessibles à tout moment par les différents modules du système. Les modules doivent être synchronisés entre eux pour une utilisation cohérente des données.

La résolution d'un problème par la méthode des éléments finis de frontière intervient dans le cadre de la modélisation des machines électriques. Pour que l'ensemble du processus de modélisation soit efficace, il faut intégrer la résolution par la méthode des éléments finis de frontière dans un ensemble de traitement qui comprend la préparation des données, la résolution et une exploitation facile et commode des résultats. L'assemblage de ces programmes d'application constitue un environnement intégré de CAO.

Au niveau logiciel, on peut représenter ces trois étapes bien distinctes par la terminologie couramment utilisée:

- Pré-processeur;
- Processeur de résolution;
- Post-processeur ou processeur d'exploitation.

II.4.4.1 Le Pré-processeur

Ce module a pour rôle l'acquisition complète de l'objet à modéliser avec toutes ses caractéristiques géométriques et physiques et sa décomposition en éléments finis. Il doit réaliser les fonctions suivantes:

- Description de la géométrie;
- Maillage;
- Description des caractéristiques physiques.

La description de la géométrie est assurée par un module que l'on appelle généralement modeleur géométrique (*Constructive Solid Geometry*). Suivant le type de modeleur un objet est:

-construit par des opérations booléennes (union, intersection, transformations géométriques,...) sur des objets de base (polygone, cercle, ellipse, cylindre...). Cette méthode s'appelle modèle solide ou géométrie constructive.

-définit à partir de ses frontières géométriques (points, lignes, surfaces et volumes), cette méthode est nommée modèle filaire ou description de frontières (*Boundary Representation*).

Le maillage consiste à déterminer l'ensemble des nœuds et des éléments qui composent le domaine d'étude. Cette discrétisation doit bien entendu respecter les limites du domaine et des

objets, cette opération est réalisée par le mailleur. Il existe de nombreuses techniques de discrétisation comme le maillage par blocs par exemple ou on fait un premier découpage en blocs de topologie simple par des triangles et des quadrilatères en 2D et ensuite chaque bloc est subdivisé en éléments finis. Une étude intéressante sur les techniques de maillage bi et tridimensionnel se trouve dans la littérature.

La description des caractéristiques physiques sert à:

- définir le type du problème (magnétostatique, magnétodynamiques, magnétothermique,...);
- à associer un matériau à chaque région qui compose le domaine;
- décrire les caractéristiques physiques des matériaux, en électricité, ce sont en général des caractéristiques électromagnétiques telles que: perméabilité magnétique, conductivité électrique, densité de courant,...etc
- décrire les sources;
- décrire les conditions aux limites (conditions de Dirichlet, conditions cycliques, conditions de Neumann,...) [31].

II.4.4.2 Le Processeur

C'est le module chargé de mettre en oeuvre des éléments finis, c'est-à-dire, la résolution du système d'équations linéaires ou non linéaires provenant d'une formulation projective ou variationnelle. Ce module reçoit en entrée la discrétisation du domaine, les caractéristiques physiques et les conditions aux limites. Il produit en sortie les valeurs des inconnues en chaque nœud du maillage [31].

II.4.4.3 Le Post-processeur

La résolution achevée, on dispose aux nœuds du maillage de la variable d'état, celle-ci n'est pas directement exploitable du fait:

- du nombre important de valeurs numériques (plusieurs milliers);
- que la variable d'état n'a pas toujours une signification physique simple (par exemple, le potentiel vecteur magnétique en électromagnétisme).

Le post-processeur permet de visualiser des grandeurs locales scalaires ou vectorielles sur des plans de coupes, le long d'une ligne, il permet aussi de calculer des grandeurs globales comme les forces et les couples qui s'exercent sur une région ou sur tout le domaine [31].

II.5 RESULTATS DE MODELISATION DU GENERATEUR SYNCHRONE A POLES

Afin d'avoir un outil de modélisation spécifique à notre générateur synchrone à pôles saillants, nous avons mis en œuvre le logiciel Matlab 6.5 ou la méthode de calcul par éléments finis (*Partial Differential Equation: PDE Toolbox*) pour la résolution des EDP est déjà programmée.

Matlab est un logiciel d'analyse par simulation qui permet de manipuler les opérations mathématiques et contient des bases de calcul matriciel très développées. Matlab, constitue un calculateur puissant, qui peut effectuer les opérations matricielles et graphiques. Il peut traiter et résoudre des problèmes même très complexes avec des dimensions importantes. Matlab est conçu pour la simulation et l'analyse des commandes classiques (entrées-sorties) et modernes (espace d'état), il comporte:

- Opérations arithmétiques des matrices et des fonctions matricielles;
- Opérations graphiques;
- Programmation conditionnelle;
- Simulation dynamique des systèmes linéaires (continus et discrets);
- Analyse moderne (espace d'état).

PDE Toolbox ou bien la boîte à outils différentielles d'équations est une collection d'outils donnée par Matlab par exécution de Pdetool, pour résoudre les équations partielles sur une surface bidimensionnelle en utilisant la méthode des éléments finis [66-67].

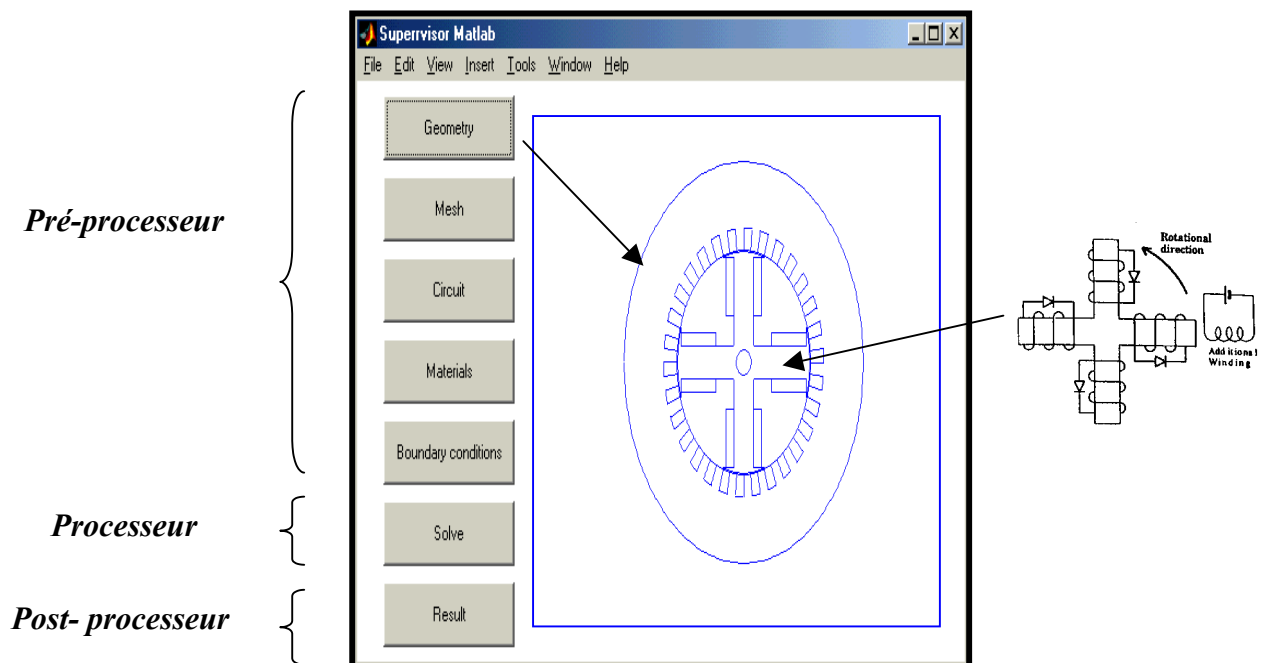


Fig. (II. 7): Géométrie du générateur synchrone à pôles saillants sous Matlab

II.5.1 La géométrie

PDE Toolbox permet de modéliser des familles de machines avec différentes géométries simples et compliquées, la surface 2D peut être réalisée par l'utilisation des droites et des arcs. La figure (II. 7) représente la géométrie du générateur synchrone à pôles saillants construite sous Matlab 6.5.

II.5.2 Le maillage

Le maillage de la géométrie du générateur à pôles saillants est décrit par les trois matrices de coordonnées, de segments et de triangles. La figure (II. 8a) et (II. 8b) représentent le maillage de la machine étudiée. A cause de la périodicité de la structure, on préfère étudier un quart de la machine.

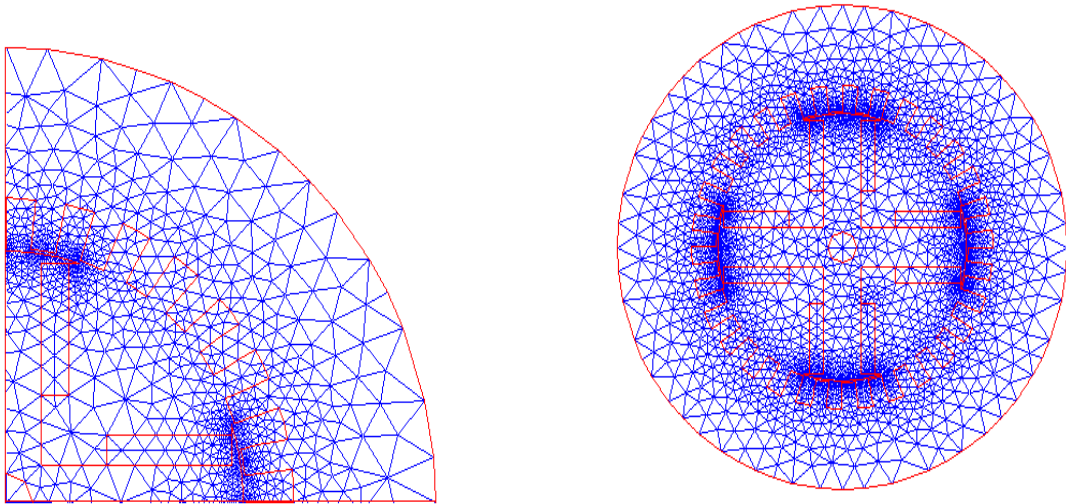


Fig. (II. 8a): Maillage d'un quart du générateur Fig. (II. 8b): Maillage de la géométrie du générateur

II.5.3 Les conditions aux limites

La condition issue de la méthode développée, a été programmée sur toute la périphérie extérieure du domaine d'étude de notre générateur.

II.5.4 Les coefficients

Nous avons affecté à chaque élément triangulaire du maillage les coefficients correspondantes (perméabilité et courant) qui diffèrent d'une région à une autre, comme représenté à la figure (II. 9) et (II. 10) respectivement.

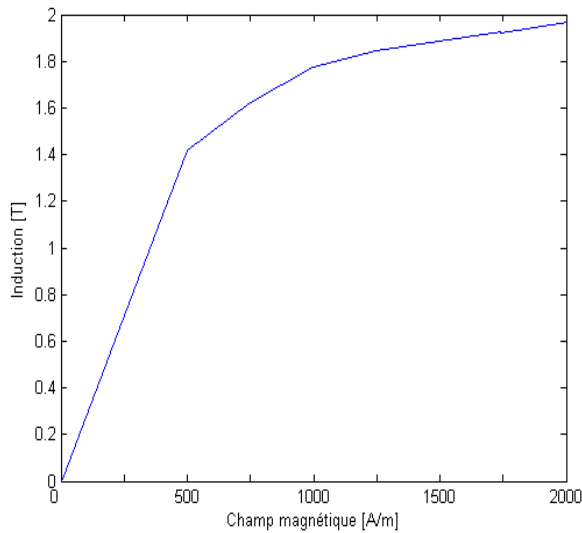


Fig. (II. 9a): Courbe d'aimantation $B(H)$

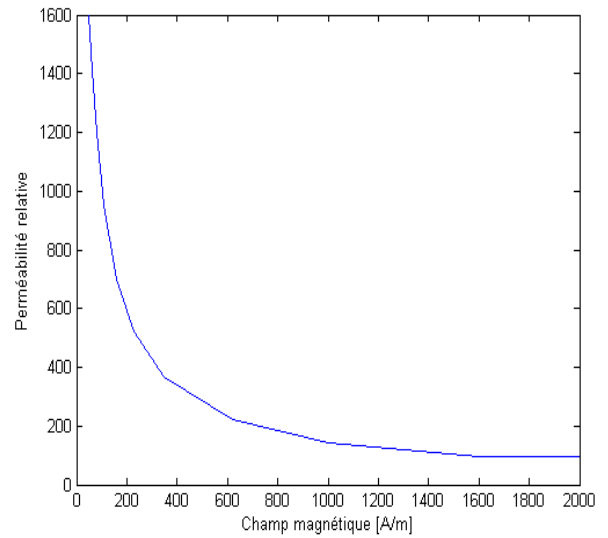


Fig. (II. 9b): Courbe de perméabilité relative

La courbe $B(H)$, représenté sur la figure (II. 9a) donne la courbe de la première aimantation, elle traduit la relation entre la valeur du champ magnétique B et l'excitation magnétique H .

La courbe de perméabilité relative, représentée sur la figure (II. 9b) donne la courbe de la perméabilité relative. Le rapport de l'induction dans la substance à celle qui serait produite dans le vide, dans les mêmes conditions représente la perméabilité magnétique relative de la substance.

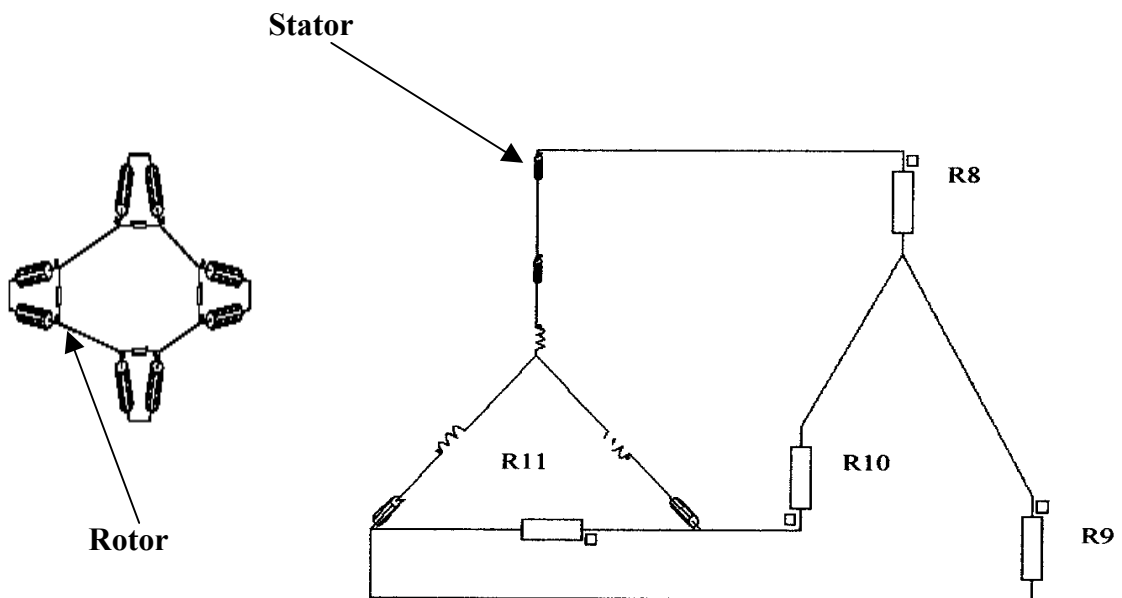


Fig. (II. 10): Circuit d'alimentation du générateur

La figure (II. 10) représente le circuit d'alimentation du stator et du rotor de notre générateur synchrone. Les équations de circuit sont disponibles en magnétodynamique, et en magnétothermique, elles permettent de connecter un circuit électrique à un problème éléments finis. Le circuit électrique peut être un circuit d'alimentation, une charge électrique, des connexions entre composants externes et/ou des éléments conducteurs du domaine éléments finis, etc. Un circuit électrique peut inclure des sources de tension et de courant de différentes formes, des résistances, des inductances, des capacités, des conducteurs massifs et des conducteurs bobinés. Les conducteurs bobinés seront liés à des éléments conducteurs du domaine éléments finis.

II.5.5 La résolution

La résolution est représentée par un vecteur qui donne la valeur des potentiels, de l'induction et du champ dans tous les nœuds du maillage.

II.5.6 L'exploitation

L'équation magnétostatique et magnétodynamique est formulée en terme de potentiel vecteur \vec{A} , ce dernier ne constitue pas une grandeur physique directement exploitable. Il constitue toutefois une grandeur d'état et peut ainsi être utilisé pour reconstruire toutes les grandeurs d'exploitation locales ou globales qui nous intéressent.

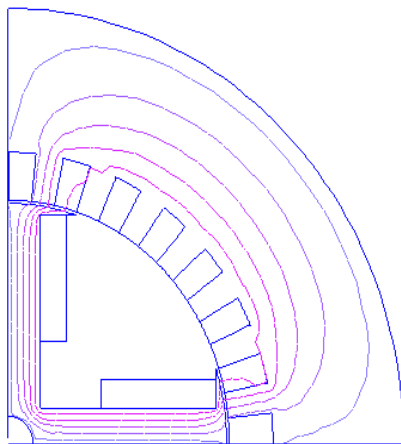


Fig. (II. 11a): Distribution du potentiel vecteur magnétique dans un quart du générateur

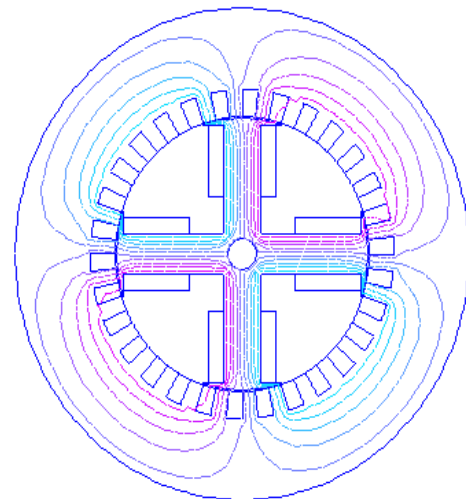


Fig. (II. 11b): Distribution du potentiel vecteur magnétique dans la géométrie complète du générateur

La figure (II. 11) et la figure (II. 12), représentent respectivement le potentiel vecteur magnétique dans le générateur synchrone à pôles saillants en 2D. Les lignes isovaleurs du potentiel vecteur change sinusoidalement avec le temps à la fréquence f ou à la fréquence angulaire ω .

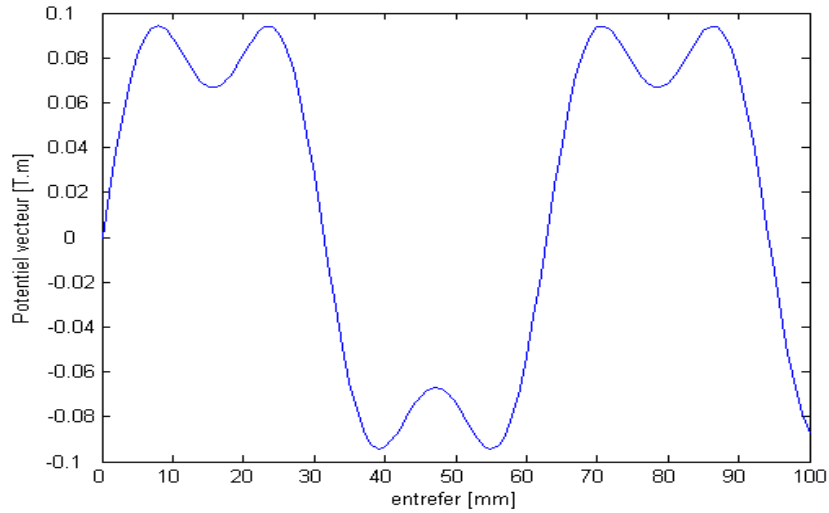


Fig. (II. 12): Variation du potentiel vecteur magnétique le long de l'entrefer

La bande de roulement est une région située autour de l'entrefer des machines rotatifs, la figure (II. 13) représente la distribution du vecteur magnétique dans le générateur synchrone dans le système dynamique. Cette bande de roulement permet de faire tourner le rotor sans changer la géométrie et la maille du module de la machine. En résolvant le problème et pour chaque position du rotor, les coordonnées des noeuds du rotor sont recalculées et les éléments finis sont reconstruits.

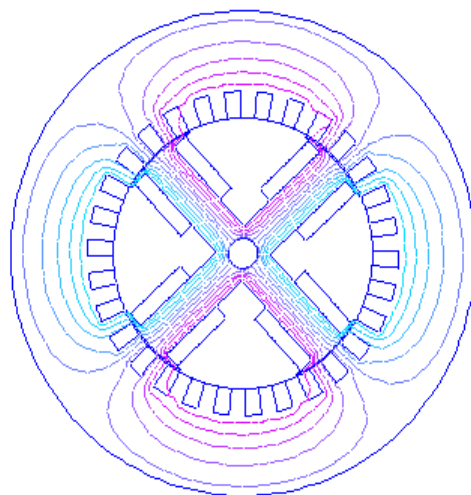


Fig. (II. 13): Distribution du potentiel vecteur magnétique dans la machine en magnétodynamique

Toutes les quantités de vecteur (potentiel, induction, champ,...) peuvent être représentées sous forme de vecteurs sur une région. Les vecteurs sont calculés dans chaque élément finis, dans le point d'intégration ou la quantité a une valeur maximale.

Les deux figures (II. 14) et (II. 15) représentent respectivement, les vecteurs de l'induction dans le générateur synchrone et les induction B_x et B_y , indiquée par l'équation (II. 66).

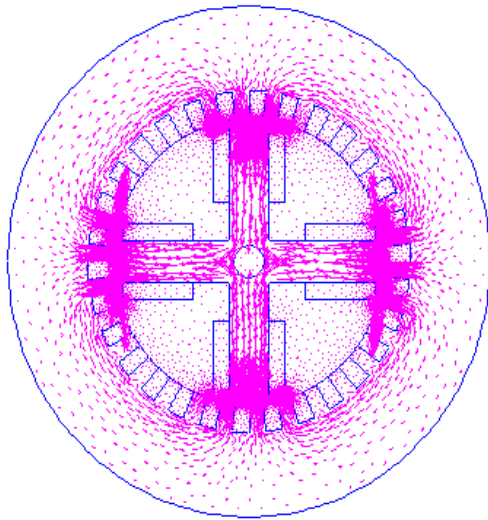


Fig. (II. 14): Distribution des vecteurs d'induction dans la machine

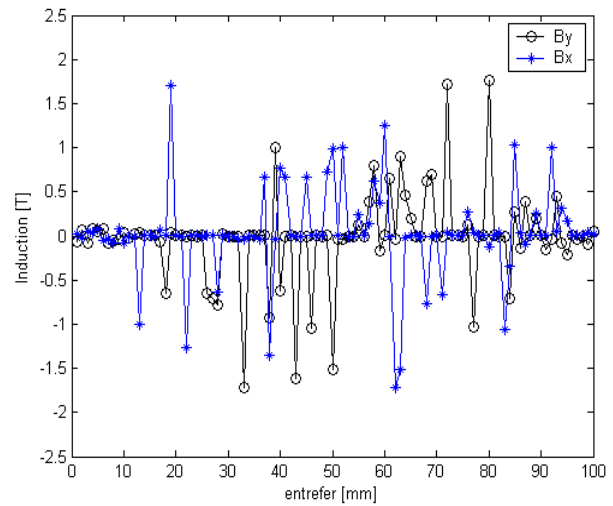


Fig. (II. 15): Induction B_x et B_y , le long de l'entrefer

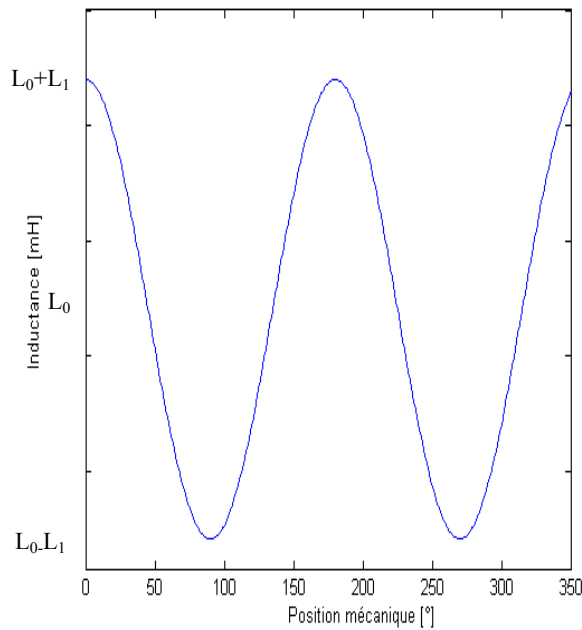


Fig. (II. 16): Variation de l'inductance avec la position

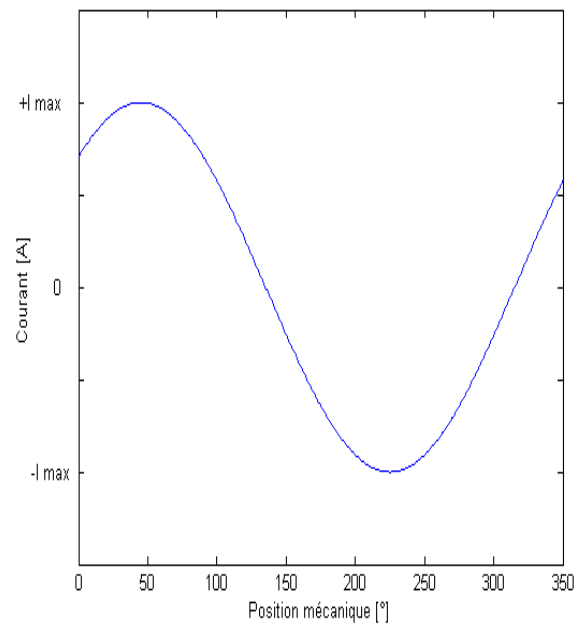


Fig. (II. 17): Variation du courant avec la position

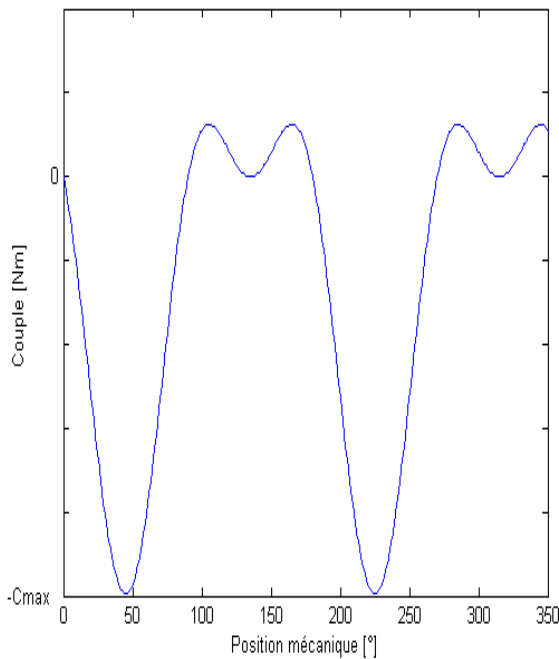


Fig. (II. 18): Variation du couple avec la position

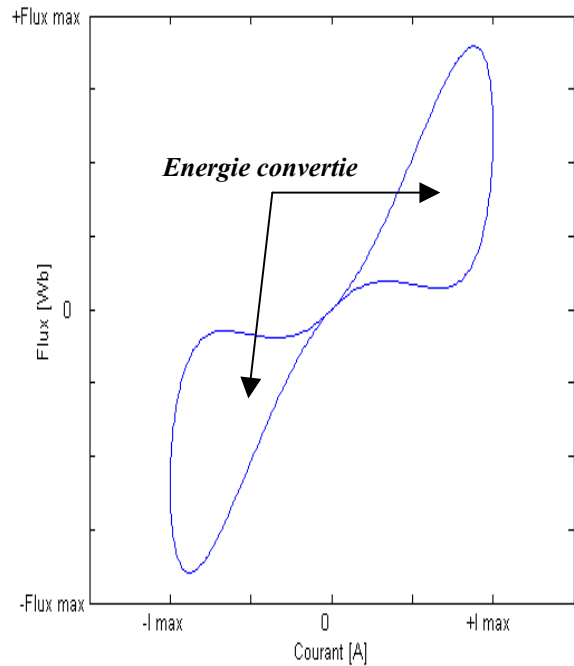


Fig. (II. 19): Caractéristique flux-courant dans la machine

La figure (II. 16) jusqu'à (II. 18) montrent les formes d'onde de l'inductance, du courant et du couple de la machine. Le couple est maximum pour 45° mécanique lorsque le courant et la dérivée de l'inductance sont maximum. De plus, il y a création d'un couple parasite entre 90° et 180° mécanique qui a pour effet de réduire le couple moyen.

La figure (II. 19) montre la caractéristique flux-courant de la machine lors d'un cycle de fonctionnement. On remarque que l'énergie convertie est plus faible que pour l'alimentation avec un courant rectangulaire, le couple est donc plus faible.

II. 6 CONCLUSION

L'étude de la répartition des champs dans les machines synchrones à pôles saillants est rendue particulièrement difficile dès lors que l'entrefer n'est plus constant selon toutes les directions. Une nouvelle méthode a été exposée dans ce chapitre afin d'améliorer les résultats du couplage électromagnétique de ce genre de machine dans le système dynamique. Le couplage de la méthode des intégrales de frontières et la méthode des éléments finis, nous a assuré une bonne analyse de ce type de générateur surtout au niveau du potentiel vecteur magnétique, et par

conséquence, cela nous permettra de faire une bonne étude sur la distribution des harmoniques de l'induction dans l'entrefer pour ce genre de machine.

L'utilisation des Bases de Données s'est avérée nécessaire en CAO depuis le développement des logiciels permettant un nombre diversifié d'applications et utilisant un très grand nombre de données.

La conception d'une machine électrique implique non seulement un volume important d'informations, mais revêt, en outre, des formes très diverses: complexité des algorithmes, souci de compatibilité avec d'autres logiciels, besoin d'évolutivité des algorithmes et des données, haute interactivité graphique et alphanumérique...etc. Dans ce contexte nous avons contribué au développement d'un superviseur sous Matlab pour faire la CAO des machines électriques et nous l'avons utilisé plus particulièrement dans ce chapitre pour faire l'étude d'un générateur synchrone à pôles saillants.

Chapitre III

*CAO d'un Générateur Synchrone
à Aimant Permanent sous Flux 2D*

Chapitre III: CAO d'un Générateur Synchrone à Aimant Permanent sous Flux 2D

III.1 INTRODUCTION

La conception d'une machine électrique se déroule habituellement en plusieurs phases, la première phase consiste à choisir la structure électromagnétique adéquate par le biais d'un processus itératif et à partir des contraintes du cahier des charges. Lors de cette phase, les équations régissant le fonctionnement de la machine sont classiques et se limitent à la description des phénomènes principaux. Dans une deuxième phase, le concepteur s'attache à prendre en compte des phénomènes fins volontairement délaissés lors de la première phase. Cette phase peut se faire par le biais d'une simulation de type circuit à constantes localisées. Dans la troisième et dernière phase, la structure choisie est modélisée finement en tenant compte des caractéristiques non-linéaires des matériaux en présence par le biais de la méthode des éléments finis. Cette dernière phase devrait permettre de valider les choix initiaux et conduire à un premier prototypage.

De nos jours, les concepteurs des machines électriques sont confrontés à des cahiers des charges de plus en plus contraignants en termes de performances attendues et de temps d'exécution. La complexité de ces derniers alourdit fortement la démarche itérative du concepteur. Par conséquent, la recherche de la solution optimale devient presque impossible sans l'aide d'une méthodologie automatique de conception. Nous travaillons donc dans ce chapitre à l'élaboration d'un outil automatique de conception de machines synchrones à aimants permanents, nous disposons d'un modèle analytique décrivant le comportement dimensionnel de la structure à aimant permanent. Ce modèle nous permet de calculer les grandeurs principales répondant au cahier des charges et le choix de la structure adaptée. Nous avons aussi développé un formalisme mathématique basé sur un modèle analytique découlant de la résolution des équations de Maxwell dans la structure par la méthode des éléments finis sous Flux 2D. Ce formalisme est ensuite utilisé dans la construction et la résolution d'un système d'optimisation sous contraintes (programmation non linéaire) permettant ainsi d'aboutir à un dimensionnement rationnel de la machine.

Le 21ème siècle reconnaît sans contredit l'urgence de développer davantage le domaine des énergies renouvelables. En effet, les organismes environnementaux et les gouvernements du monde entier sont rendus à la constatation que les sources d'énergie traditionnelles ont les désavantages d'être épuisables ou encore d'être très polluantes et même, dans bien des cas, les deux à la fois.

Heureusement, la problématique est de plus en plus prise en considération et l'énergie éolienne est un excellent exemple d'innovation en matière d'approvisionnement en énergie pour de nombreux pays. En bref, l'énergie éolienne, c'est l'énergie cinétique puisée des vents et convertie en énergie électrique. Elle représente une énergie verte puisqu'elle est à la fois renouvelable et non polluante. Les coûts de production sont très prévisibles et ceux-ci se stabilisent à long terme. En plus de produire de l'électricité, l'énergie éolienne offre des opportunités de développement économique en ce qui a trait à la fabrication des turbines, en plus de l'installation et de l'opération des parcs éoliens. Elle ne nécessite aucun carburant, n'émet aucun gaz à effet de serre, ne pollue ni l'air ni l'eau, ne détruit pratiquement aucun habitat et ne produit aucun déchet solide, toxique ou nucléaire. De plus, les turbines peuvent facilement être retirées d'un terrain si le besoin se présente et elles utilisent des matériaux recyclables.

III.2 ETAT DE L'ART

Cet état de l'art a pour objectif de décrire les diverses technologies et les principales caractéristiques des générateurs électriques pour aérogénérateurs. Très tôt, dans l'histoire des techniques, le vent a été exploité afin d'en extraire de l'énergie mécanique, pour la propulsion des navires dès l'antiquité (3000 ans Av. JC), pour les moulins (à céréales, olives...), le pompage ou, au Moyen âge, pour l'industrie (forges...). La conversion de l'énergie du vent en énergie mécanique est en effet relativement aisée, il faut seulement disposer d'un potentiel satisfaisant et résister aux caprices des vents excessifs. A part dans les régions plates, l'énergie hydraulique s'est ainsi souvent révélée plus intéressante, ce qui explique la situation actuelle où l'hydroélectricité est dominante parmi les sources renouvelables. En outre l'eau s'accumule facilement dans des réservoirs et permet de stocker de l'énergie. Vers le milieu du XIXème siècle, il y avait environ 200 000 moulins à vent en Europe, c'est principalement l'arrivée des machines à vapeur industrielles qui a initié leur déclin. Ce n'est qu'à la fin du XIXème siècle, lorsque l'électricité pris son essor, que l'aérogénérateur électrique fit ses premiers pas. Au Danemark, Paul Lacour, fut sans doute, le pionnier, il a associé une turbine éolienne à une dynamo en 1891. En France, contrairement à ce que la situation actuelle pourrait laisser penser, les recherches allèrent bon train dans les années 1920 (éolienne bipale de 20 m de diamètre) puis dans les années 1950-1960 (tripale de 30 m et génératrice synchrone de 800 kW, bipale de 35 m et génératrice asynchrone de 1MW). En 1941, une éolienne bipale de 1250 kW et une machine synchrone était expérimentée aux USA. En 1978, les Danois, aujourd'hui leaders dans le domaines, réalisèrent une machine tripale de 54 m pour une puissance de 2 MW.

Les nombreuses réalisations expérimentales notamment en Californie et leurs avatars permirent de perfectionner les turbines, les systèmes de freinage d'urgence, les pylônes et les divers dispositifs de contrôles et d'obtenir des aérogénérateurs viables et compétitifs à la fin du XIXème siècle. Diverses solutions de turbines furent explorées, notamment celles à axe vertical connue sous le nom de Darrieus; leur inventeur; mais ne subsistent aujourd'hui pratiquement plus que des machines à axe horizontal à 2 ou 3 pales.

C'est principalement la crise pétrolière de 1974 qui relança les études et les expériences, cette fois à plus grande échelle, l'expérience californienne a été la première à grande échelle au début des années 80, notamment avec des turbines de moyenne puissance (55 kW) et grâce à une incitation fiscale très volontariste. On passa ainsi de 144 machines (pour un total de 7MW) en 1981, à 4687 machines (386 MW) en 1985. Mais c'est vers la fin des années 1980 que le marché des systèmes raccordés au réseau a réellement décollé en Europe, dans le reste des USA et également en Asie et en Afrique du Nord. En Europe, les leaders furent les Danois, principalement à cause de leurs faibles ressources énergétiques classiques, aujourd'hui, ils conservent une très large avance au niveau mondial, plus de la moitié des systèmes éoliens vendus.

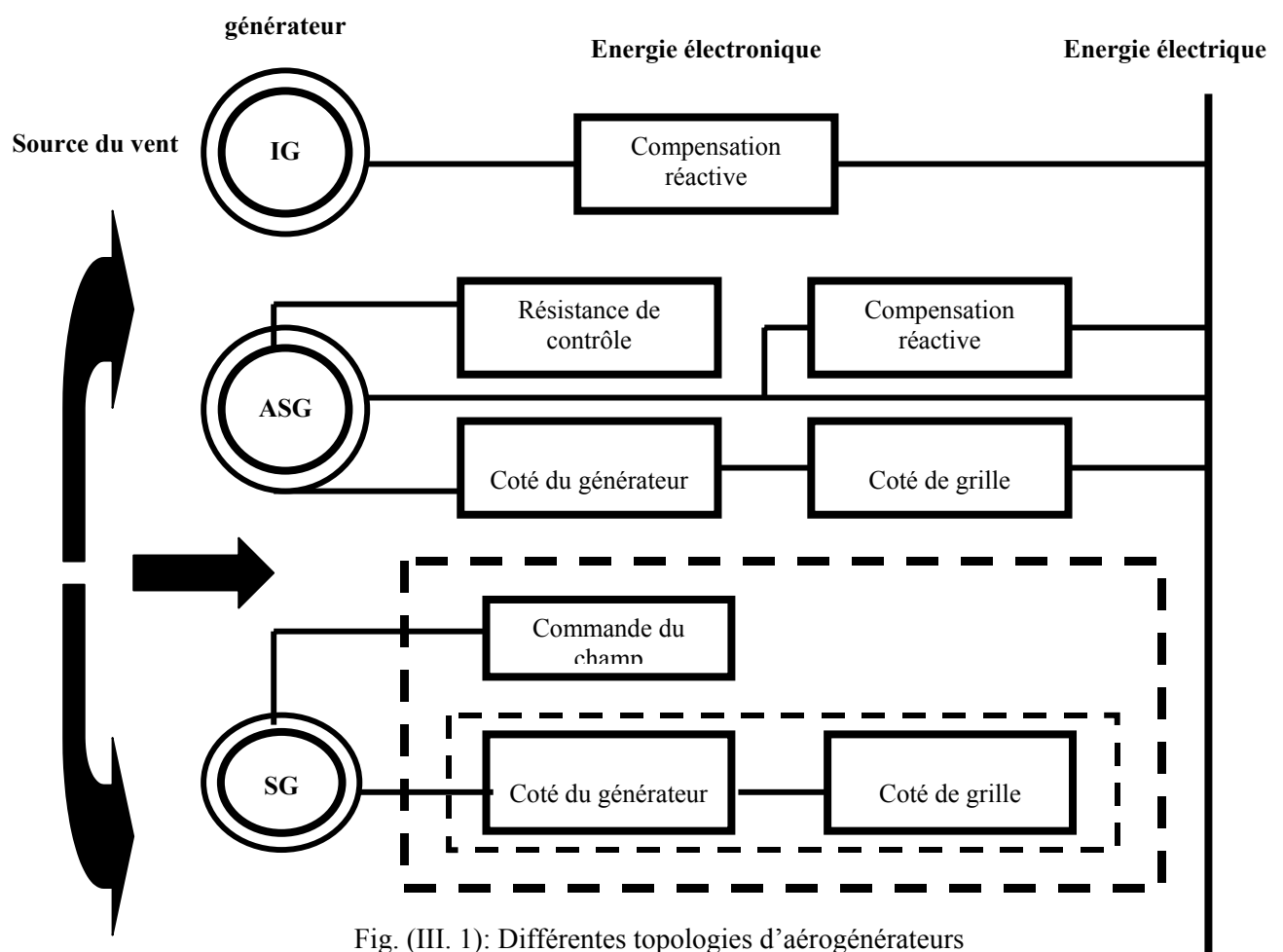


Fig. (III. 1): Différentes topologies d'aérogénérateurs

Dans les sites isolés, la rentabilité étant plus facile à obtenir, des petites éoliennes dans la gamme de quelques 100 W à quelques 10 kW sont commercialisées depuis plus longtemps. La baisse des coûts des cellules photovoltaïques permet aujourd'hui de construire des systèmes hybrides éoliens et photovoltaïques qui profitent de la fréquente complémentarité vent-soleil (réduction des coûts des batteries de stockage nécessaires en site isolé).

Le regain d'intérêt que suscite l'énergie éolienne a débuté après la crise pétrolière des années 1970, mais ce n'est qu'après les alertes climatiques et la ratification de la convention de Kyoto en 1997 que de vrais axes de recherche autour des éoliennes ont émergé. L'objectif principal est d'atteindre un taux de 12% de la production mondiale d'électricité en 2020. Afin d'atteindre cet objectif et de rendre les systèmes de conversion d'énergie éolienne aussi compétitifs et rentables que les centrales électriques classiques, plusieurs topologies ont été étudiées et réalisées comme indiqué à la figure (III. 1) et des recherches sont en cours pour palier aux inconvénients que présente chaque configuration [68-71].

III.3 DESCRIPTION DU SYSTEME ENERGETIQUE UTILISE DANS LA PRODUCTION D'ENERGIE EOLIENNE

Les éoliennes utilisent toujours une génératrice synchrone ou asynchrone à cage d'écureuil comme générateur, où deux principaux procédés sont appliqués: - vitesse fixe, - vitesse variable. Une éolienne est constituée par une tour (élément porteur), a son sommet se trouve fixée la nacelle (élément actif). La nacelle est constituée d'un système de transformation de l'énergie éolienne en énergie électrique avec sa commande (figure (III. 2)):

- un rotor muni de pales fixes ou orientales au nombre de trois, tourne à la vitesse nominale;
- un multiplicateur pour l'adaptation de la vitesse du rotor de l'éolienne à la vitesse du générateur électrique;
- un générateur électrique;
- un dispositif de freinage sur l'arbre;
- un dispositif de freinage aérodynamique sur les pales fixes;
- un système d'orientation des pales pour la régulation de la puissance (réglage aérodynamique);
- un mécanisme d'orientation de la nacelle pour le calage par rapport au vent;
- un anémomètre donnant la vitesse du vent pour la régulation;
- une girouette donnant l'orientation de la direction des vents pour le calage du vent.

La tour de l'éolienne est de forme conique. Les câbles de transport d'énergie électrique, les éléments de contrôle et de commande, les appareillages de connexion au réseau de distribution basse tension, sont disposés à l'intérieur de la tour [71].

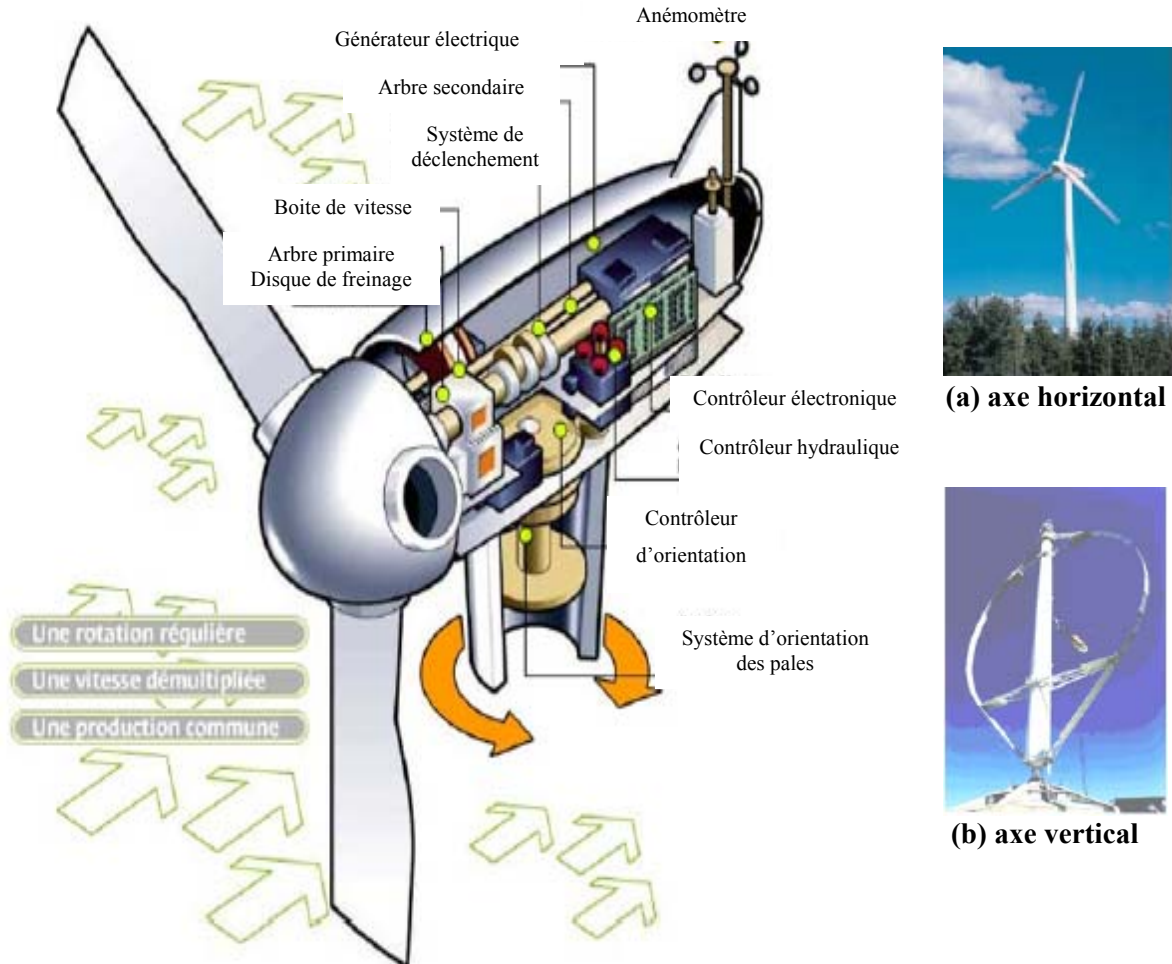


Fig. (III. 2): Vue éclatée d'une éolienne moderne à axe horizontal

Dans la technologie concernant les dispositifs de conversion d'énergie, il existe deux grandes catégories d'éoliennes, qui se réfèrent à la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice :

- les turbines éoliennes à axe horizontal ;
- les turbines éoliennes à axe vertical.

Le tableau (III. 1) suivant propose une classification des turbines éoliennes selon leurs puissances délivrées et le diamètre de leurs hélices :

Tableau (III. 1) : Classification des turbines éoliennes

Echelle	Diamètre de l'hélice	Puissance délivrée
Petite	moins de 12 m	moins de 40 kW
Moyenne	12 m à 45 m	de 40 kW à 999 kW
Grande	46 m et plus	1.0 MW et plus

L'électricité circule sur un réseau de transport qui est fortement contraint par des lois physiques propres aux flux d'électricité. La capacité d'adaptation à ces contraintes de réseau est donc le tout premier aspect à envisager. L'adaptabilité d'une filière de production se définit comme la combinaison entre la possibilité de contrôler l'output et la flexibilité du rythme de production propre à cette technologie. Cette notion d'adaptabilité permet de caractériser les filières de production selon qu'elles répondent ou non à certaines contraintes de système. La contrôlabilité représente la capacité à maîtriser l'output d'une production. La flexibilité exprime la capacité d'adaptation aux contraintes de système et évalue le degré de réactivité d'une technologie. L'examen de l'adaptabilité de l'énergie éolienne est donc une clef de la compréhension des difficultés transactionnelles et contractuelles propres à cette source d'énergie.

La capacité d'adaptation de l'énergie éolienne repose sur les procédés de production propres à cette technologie. Le fonctionnement d'un aérogénérateur est essentiellement mécanique et autoprogrammé. Le producteur ne peut donc pas moduler le flux d'électricité produit et injecté sur le réseau. Les systèmes d'orientation et de freinage de l'aérogénérateur relèvent du pilotage automatique. Cependant, de tels procédés peuvent quand même être optimisés sur deux dimensions: le choix d'équipements et le choix de localisation. L'automatisation non flexible des processus de production est ainsi la première caractéristique technico-économique dans l'analyse de l'adaptabilité de l'éolienne. Cette automatisation des procédés de production éolienne transmet immédiatement tous les aléas climatiques des régimes du vent à la production d'électricité. La production éolienne est ainsi fortement variable et faiblement prévisible. Ces deux caractéristiques techniques expliquent la non-contrôlabilité de l'énergie éolienne et sa faible flexibilité. Par nature, l'énergie éolienne n'est donc pas adaptable aux contraintes du système électrique, cependant, l'énergie éolienne injectée sur le réseau devra être intégrée au mécanisme de coordination qui ajuste à tout instant en temps réel la production à la consommation sur l'ensemble du réseau [70].

III.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ÉOLIENNE

Les procédés de production électrique des éoliennes, assurant la transformation de l'énergie primaire en énergie secondaire, sont automatiques et mécaniques. Nous expliquons, pour cela, succinctement, le fonctionnement d'une éolienne et la manière dont l'électricité est générée: l'énergie cinétique du vent est récupérée par le mécanisme d'un rotor, les pâles des éoliennes captent l'énergie du vent, activant ainsi le rotor qui transforme cette énergie primaire en énergie mécanique. Ce sont ensuite des composants électriques qui entraînent le générateur, produisant alors de l'énergie électrique. Selon les équipements choisis, le générateur peut être relié directement ou indirectement au réseau de transport de l'électricité. La transformation de l'énergie primaire en énergie secondaire est donc mécanique.

Le pilotage de l'éolienne, quant à lui, est complètement automatique: la mise en marche et l'arrêt de la turbine ainsi que les diagnostics de panne sont supervisés par un système de contrôle à distance. Le démarrage, l'arrêt et la capacité productive d'une éolienne sont déterminés uniquement par la vitesse du vent.

En cours de production, deux dispositifs permettent de réguler et de contrôler le fonctionnement de la machine: le système d'orientation et de freinage et contrôle – commande.

Le système d'orientation et de freinage est un outil informatique qui permet de dévier le rotor pour qu'il soit toujours orienté de manière optimale par rapport à la capacité énergétique du vent. Lorsque les paramètres du vent changent (vitesse ; direction), les informations sont envoyées au système d'orientation, qui déclenche, selon les conditions, le freinage, l'orientation ou l'arrêt des éoliennes.

Le système de contrôle – commande correspond, quant à lui, à un dispositif d'orientation de l'éolienne. Quand une défaillance est détectée, comme une surchauffe du système, le dispositif stoppe automatiquement l'éolienne et un signal informatique est alors envoyé à l'opérateur. Il s'agit du système d'arrêt des éoliennes.

La transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique est réalisée par des procédés mécaniques supervisés par des dispositifs techniques. Ainsi, contrairement aux unités de production conventionnelles qui nécessitent la surveillance et l'action de main d'œuvre, le fonctionnement d'une éolienne est entièrement automatique, tant pour le démarrage/arrêt de la turbine que pour le fonctionnement en cours de production électrique. Par ailleurs, ces procédés mécaniques peuvent être optimisés afin de capter un maximum d'énergie cinétique et d'augmenter la capacité énergétique de l'éolienne [68].

III.5 CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE EN ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Le développement massif de l'éolienne passe évidemment par une implantation offshore. Cependant, les surcoûts générés semblent trop élevés pour un développement très important. Un développement durable des moyens de production d'énergies basés sur l'énergie éolienne, ne sera réalisable qu'avec une baisse du coût de réalisation, afin qu'il puisse être intégré dans le marché de la production d'énergie. Pour la production d'énergie électrique par éolienne utilisant les systèmes énergétiques à vitesse variable, deux principaux paramètres peuvent être indiqués: vitesse fixe et vitesse variable. La production d'électricité à partir d'aérogénérateurs ou éolienne dans un site isolé, nécessite l'utilisation de l'ensemble machine électrique- convertisseur statique. Nous savons que l'éolienne procure son énergie du vent, par conséquent, il existe une relation entre la vitesse du vent et la vitesse de rotation, le couple et la puissance sur le rotor d'une éolienne. Nous définissons alors la puissance éolienne par la relation suivante [71]:

$$P_r = \frac{1}{2} \rho S V^3 \quad (\text{III. 1})$$

ρ : masse volumique de l'air en kg/m^3 ,

S : surface traversée par l'air en m^2 , $S = \pi R^2$,

R : rayon du rotor de l'éolienne,

V : vitesse du vent en m/s .

La puissance fournie par le rotor de l'éolienne est donnée par la relation suivante:

$$P = C_p \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \quad (\text{III. 2})$$

C_p : coefficient qui dépend de la forme du rotor et de la vitesse du vent, ainsi il existe une relation linéaire entre la vitesse du vent et la vitesse angulaire du rotor.

$$k = \omega \cdot \frac{R}{V} \quad (\text{III. 3})$$

ω : vitesse angulaire du rotor de l'éolienne.

Le coefficient C_p est fonction de k et il est donné par le constructeur en fonction du type de capteur comme indiqué dans le Tableau (III. 2).

Nous définissons le couple développé sur le rotor de l'éolienne de la manière suivante:

$$T = \frac{P}{\omega} \quad (\text{III. 4})$$

avec:
$$T = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2\omega} = C_p \cdot \frac{R \cdot \rho \cdot S \cdot V^2}{2k} \quad (\text{III. 5})$$

Tableau (III. 2): Valeurs des coefficients k et C_p pour éolienne

k	0	1.3	2.1	2.7	3.4	5	5.8	6.3
C_p	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.3	0.2	0.1

III.6 PRESENTATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

Toutes les machines tournantes mettent en jeu, dans leurs principes de fonctionnement, l'interaction d'un champ et d'un moment magnétique. L'aimant, qui permet de réaliser un moment rigide, ne nécessite aucun apport d'énergie et trouve sa place logique au rotor de la machine synchrone. L'utilisation d'aimants permanents dans les machines synchrones pour créer le flux inducteur élimine les problèmes liés à la présence d'un bobinage rotorique:

- contacts électriques glissants et sources d'alimentation;
- source de chaleur au rotor et les problèmes de refroidissement associés.

Les aimants permanents se sont vite imposés dans les machines de très basse et basse puissance. Cet intérêt est justifié par le fait que l'induction qu'un aimant peut créer dans un entrefer donné, ne dépend que du rapport de son volume à celui de l'entrefer, alors que l'induction que peut fournir une bobine de même volume dans le même entrefer dépend directement de la densité de courant. Ainsi plus les volumes deviennent petits, plus l'échauffement de la bobine devient excessif si on veut produire l'induction que produirait l'aimant.

L'utilisation des machines synchrones à aimants permanents se développe de plus en plus, spécialement dans les domaines de haute technologie (éolienne, aviation, robotique,...), où les

critères de masse et de performance sont très importants. Cette extension ne s'est faite qu'avec l'arrivée des aimants.

Dans la gamme des puissances moyennes, si des études théoriques et expérimentales confirment les possibilités des machines synchrones à aimants permanents, la recherche de la structure adéquate a priori un domaine très ouvert vu les diverses applications possibles. La limite de supériorité en puissance des machines synchrones à aimants est très difficile à fixer. Elle est encore plus floue si on introduit les notions économiques, tant les paramètres intervenants sont nombreux.

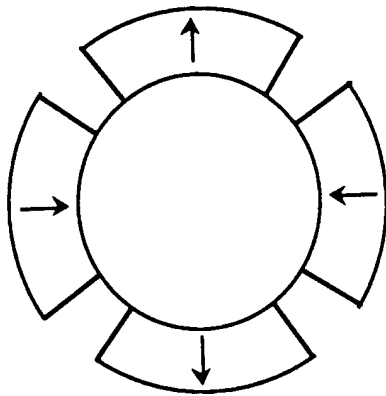
III.6.1 Classification des machines synchrones à aimants permanents

La classification des machines synchrones à aimants permanents permettant la meilleure mise en évidence de leurs propriétés spécifiques semble être celle qui distingue la disposition des aimants dans le circuit magnétique de la machine. Dans la littérature, certains auteurs les classent selon l'existence ou non de pièces polaires sur l'inducteur, donc concentration ou non du flux. D'autres auteurs les classent selon la forme de la force électromotrice à vide ou encore selon la forme de la machine: cylindrique ou polydiscoïdes. Pour bien distinguer le type de machine auquel nous nous intéressons, nous avons choisi de mettre les machines synchrones à aimants permanents dans deux groupes: l'un englobe les machines sans pièces polaires (**SPP**), et l'autre celle avec pièces polaires (**APP**). Ce classement a été adopté tout simplement pour distinguer les types de machines sur lesquelles notre modèle est applicable, à savoir les machines sans pièces polaires, structure cylindrique simple [74].

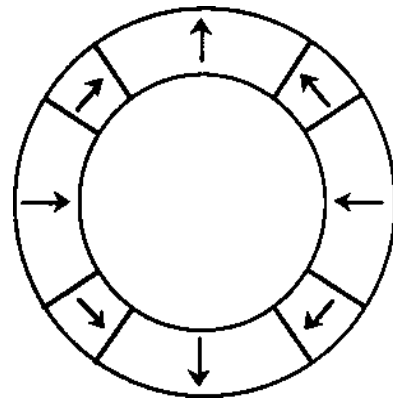
III.6.1.1 Les machines sans pièces polaires (SPP)

Dans ces machines, les aimants, d'aimantation radiale ou graduellement tournante, sont collés à la surface de l'inducteur comme indiqué à la figure (III. 3a) jusqu'à la figure (III. 3c). Comme les aimants sont parfaitement rigides (aimantation constante) et de perméabilité proche de celle du vide, l'entrefer équivalent vu par le stator est important et constant. Par conséquent, ces machines présentent des inductances propre et mutuelle ne dépendant pas de la position du rotor, ces machines s'apparentent ainsi aux machines classiques à pôles lisses.

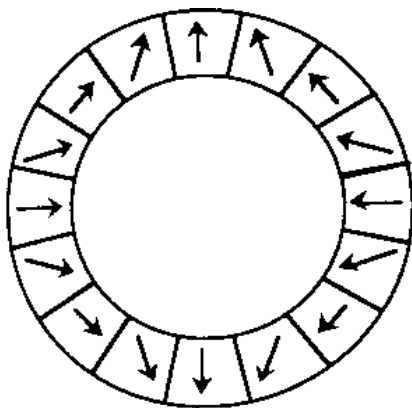
On rencontre aussi des structure discoïdes avec différents modes de construction du stator. Dans ce cas, les aimants sont, soit collés, soit placés dans des alvéoles réalisées dans le disque rotorique comme représenté à la figure (III. 3d).



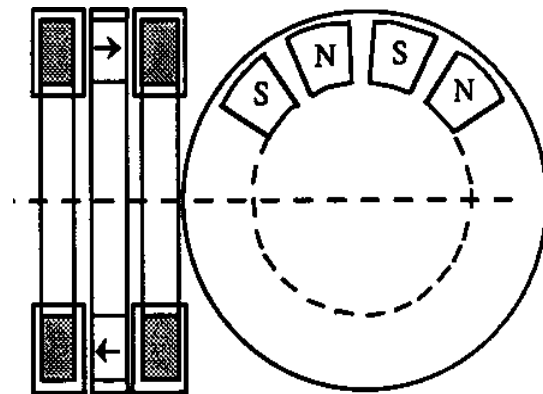
(a) Structure cylindrique simple



(b) Structure cylindrique mixte



(c) Structure cylindrique à aimantations graduellement tournantes



(d) Structure en disques

Fig. (III. 3): Représentation de quelques structures d'inducteurs (SPP)

III.6.1.2 Les machines avec pièces polaires (APP)

Les aimants d'aimantation tangentielle à l'entrefer sont enterrés dans le rotor, ce qui améliore leurs tenue mécanique. La présence des pièces polaires permet d'augmenter le champ d'induction magnétique dans l'entrefer en y canalisant le flux des aimants. Il existe des variantes de ces machines pour lesquelles les aimants peuvent être, soit interpolaires seuls, soit dans des dispositions particulières, comme dans la figure (III. 4c) et figure (III. 4d). Dans le premier cas, afin

de forcer le flux à traverser l'entrefer, les aimants sont placés sur un noyau amagnétique ou isolé magnétiquement comme indiqué à la figure (III. 4a) ou associés à des aimants polaires comme indiqué à la figure (III. 4b). Ce type de machine est dit à saillance inversée en comparaison avec la machine à pôles saillants à rotor bobiné classique, car l'inductance directe est inférieure à l'inductance quadratique.

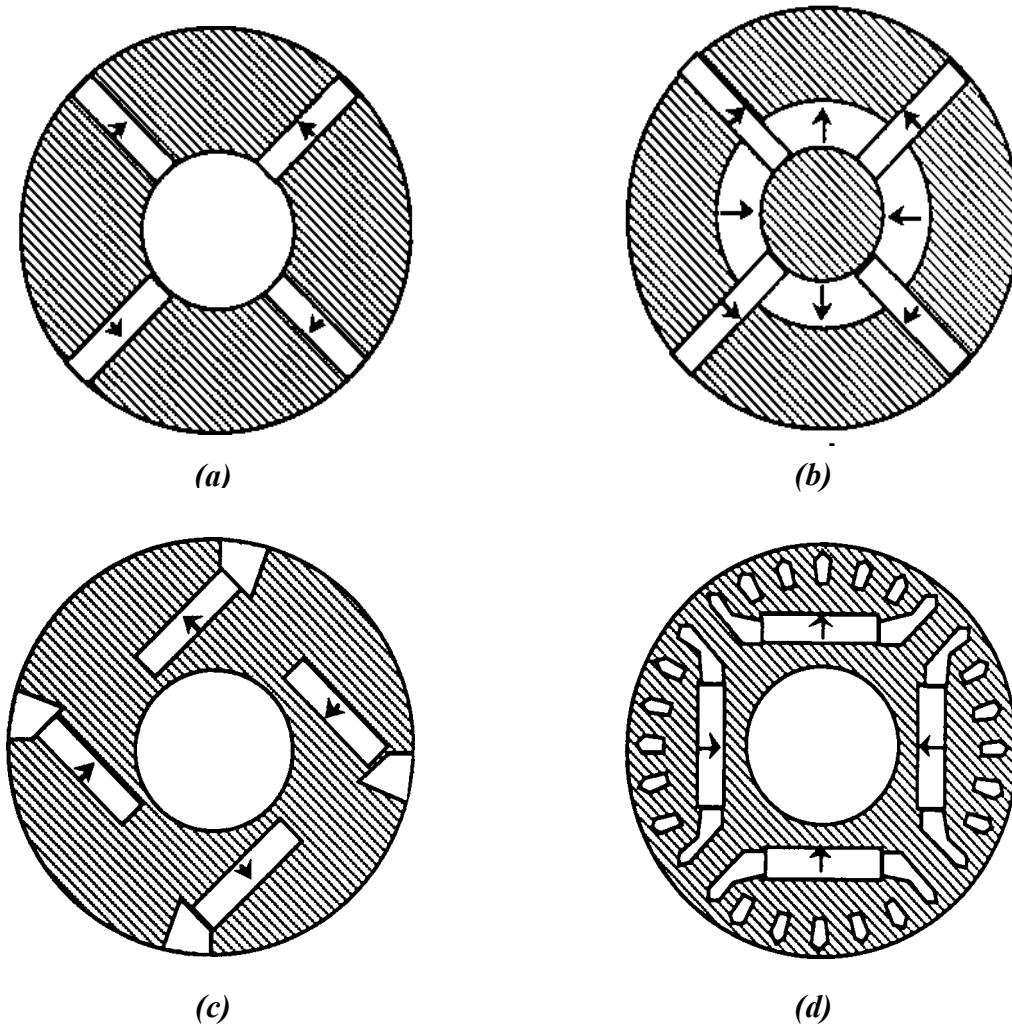


Fig. (III. 4): Représentation de quelques structures d'inducteurs (*APP*)

III.6.2 Méthodes de calcul des machines synchrones à aimants permanents

Il existe des méthodes analytiques et d'autres numériques [74]:

■ **Méthodes analytiques:** toute technique d'analyse analytique des circuits électromagnétiques sont envisageables pour calculer une machine à aimants permanents, parmi elles, nous citons:

• **La méthode des réluctances:** cette méthode est basée sur les méthodes classiques de dimensionnement des machines bobinés. Son principe consiste à subdiviser la carte de champ de la

machine en tubes de flux uniformes, et à calculer ensuite la chute de la force magnétomotrice correspondant à chaque tronçon, la réluctance de chaque tronçon est calculée à partir des paramètres géométriques et magnétiques.

• **La méthode de résolution formelle des équations de champ:** plusieurs auteurs se sont penchés sur cette technique. Classiquement, on remplace la force magnétomotrice d'induit par une densité de courant surfacique, parfaitement sinusoïdale, placée à l'interface entrefer-stator. Quelques hypothèses simplificatrices permettent de résoudre les équations différentielles du champ dans l'entrefer. Cette technique semble très performante, mais en fait, elle ignore plusieurs phénomènes dans la machine, par exemple le phénomène lié à la réluctance du stator, et la forme réelle des courants d'alimentation.

Néanmoins, elle est très séduisante par son aspect formel très intéressant dans l'optimisation, ainsi que par sa rapidité d'exécution et par la précision de calcul qu'elle pourrait avoir si on arrivait à tenir compte des conditions réelles de fonctionnement.

Des méthodes semi-analytiques ont été développées pour le calcul des machines contenant des pièces polaires associées. Elles consistent à subdiviser la machine en secteurs caractéristiques, où l'uniformité du flux est supposée connue. Après écriture des équations régissant les flux entrants et les flux sortants dans chaque secteur, on intègre sur l'ensemble de la machine. Ces méthodes, utilisées aussi pour le calcul des machines bobinées, demeurent des méthodes approchées. Elles tiennent compte en moyenne de la géométrie du domaine, mais donnent de bons résultats.

■ **Méthodes numériques:** les développements du calcul numérique de champs par la méthode des éléments finis, des différences finies ou autres, ont permis la réalisation de logiciels très performants permettant le calcul complet des machines électriques. L'association de cette méthode avec les algorithmes d'optimisation permet d'arriver à des résultats fort intéressants.

Cependant, pour des cas de prédimensionnement ou de recherche fondamentale, il n'est pas toujours facile d'adopter cette solution, car il n'est pas facile d'étudier le sens de l'influence de tel ou tel paramètre sur telle ou telle grandeur externe, sans être limité par le temps de calcul.

III.7 PROBLEMATIQUE DU GENERATEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

La production d'énergie électrique liée aux énergies renouvelables, essentiellement celle qui est produite par l'énergie éolienne, joue le rôle de complément aux productions d'énergies classiques. Parallèlement à la production de l'énergie éolienne sur le réseau, le marché des centrales

éoliennes de petites et moyennes puissances, destinées à l'alimentation des sites isolés, est très prometteur et en plein essor sur le marché de la production de l'énergie électrique.

Actuellement, la conversion électromagnétique dans les centrales éoliennes est principalement assurée par des génératrices synchrones ou asynchrones, couplées au rotor de la turbine par un multiplicateur mécanique de vitesse.

Il est connu qu'une démarche de conception de systèmes électromagnétiques fasse appel à plusieurs outils logiciels pour étudier tous les phénomènes physiques qui caractérisent son fonctionnement. Ces outils sont souvent de natures diverses s'étendant des bases de données et tableurs aux logiciels de modélisation propres à la physique traitée et ne présentant aucun lien entre eux. Méthodiquement, ces techniques pénalisent la conception, en particulier le dimensionnement, par un coût élevé du temps de mise en œuvre. Ceci justifie l'orientation vers des plates-formes logicielles mettant en œuvre des modèles multiphysiques permettant de concevoir des systèmes complexes en modélisant l'ensemble des phénomènes couplés caractérisant leurs fonctionnements.

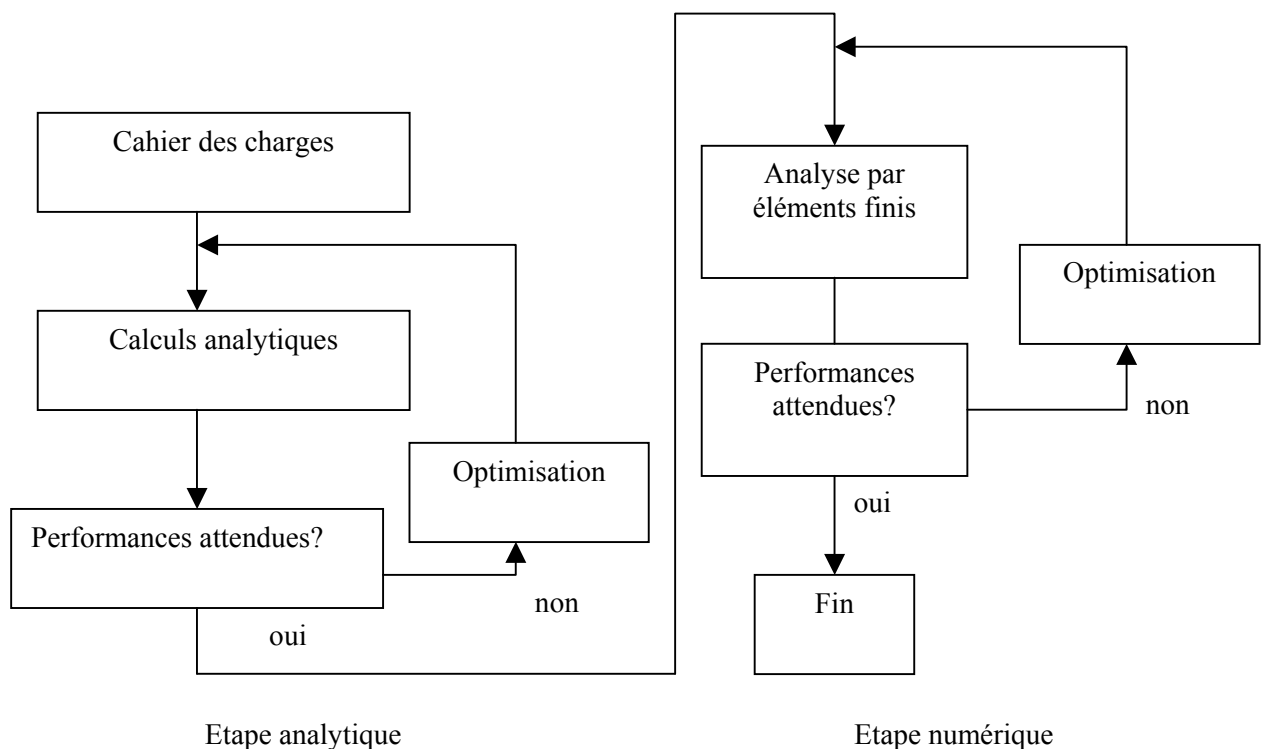


Fig. (III. 5): Synoptique de la méthodologie

Un modèle multiphysique peut être analytique et/ou numérique, l'utilisation d'un type ou l'autre de ces deux modèles dépend des objectifs recherchés. Dans les premières phases de la conception, où il est nécessaire de prendre en compte un grand nombre de paramètres et de

modéliser leurs interactions, les modèles analytiques sont préférables car ils sont rapides. Dans une seconde phase du processus de conception, où on cherche à améliorer les performances d'un composant par la prise en compte des phénomènes négligés ou encore difficiles à modéliser analytiquement, des modèles plus fins, éventuellement numériques, sont mieux adaptés. Les deux approches sont alors complémentaires et intégrables dans une méthodologie de conception qui repose sur l'association des deux. L'approche analytique répond aux spécifications d'un cahier des charges moyennant un certain niveau d'hypothèses. L'approche numérique, fondée sur la MEF, analyse finement une structure prédéfinie en accédant aux grandeurs locales et aux évolutions spatio-temporelles.

Pour dimensionner un dispositif en réponse à un cahier des charges données, les modèles analytiques et numériques sont associés à des algorithmes d'optimisation pour chercher la meilleure solution au sens d'un critère fixé au préalable [75]. La méthodologie de conception analytique-numérique est mise en œuvre par le couplage du logiciel Flux 2D à des codes de calcul par la MEF. L'organigramme de l'outil logiciel ainsi réalisé est donné sur la figure (III. 5).

En sus des procédés mécaniques de production d'électricité à partir d'éoliennes, deux méthodes d'optimisation sont possibles : (1) l'optimisation spatiale (la localisation des éoliennes) et (2) l'optimisation de matériel (choix de la hauteur du mat selon la localisation). La récupération de l'énergie cinétique du vent par les éoliennes est conditionnée par 3 facteurs : (1) la densité de l'air , (2) la vitesse du vent du site étudié, le rendement d'une éolienne varie en fonction du cube de la vitesse du vent , et (3) la surface balayée par le rotor de la turbine éolienne. Ces facteurs déterminent le rapport entre la capacité énergétique du vent et l'énergie mécanique récupérée par le rotor. L'optimisation spatiale consiste à placer les parcs éoliens d'après la densité de l'air et la vitesse du vent. L'optimisation d'équipement est le choix du matériel qui aboutira à un rendement maximal [72].

Les machines synchrones à aimants permanents sont utilisées dans un nombre croissant d'applications, on les retrouve dans le domaine éolien, mais également dans la propulsion navale, ou se développent des solutions à entraînement circonférentiel, ou encore la récupération d'énergie hydrocinétique (hydroliennes). Afin d'évaluer les performances de ces machines, il est souvent intéressant de disposer d'outils analytiques simples qui permettent des calculs rapides mais satisfaisants dans une approche de dimensionnement du premier ordre. Ces formulations simplifiées sont généralement suffisantes lorsqu'elles sont bien adaptées à la structure étudiée. Par contre, elles tendent à perdre la précision lorsque les dimensions deviennent inhabituelles, par exemple pour le

nombre élevé de pôle, cette étude propose des formulations adaptées à ces structures et les modèles proposés sont validés par des calculs numériques par élément finis 2D sur des applications concrètes.

La conception d'une machine tournante électrique passe généralement par une étape de calculs analytiques. Elle conduit à un premier dimensionnement dont les résultats peuvent être relativement réalistes, lors d'une seconde étape, par des simulations numériques, les résultats seront validés. Par ailleurs, si l'on souhaite balayer une large gamme de machines et optimiser certaines structures, la modélisation basée sur des calculs analytiques peut être privilégiée afin de disposer d'un outil rapide, robuste et relativement précis. Idéalement la formulation mathématique sera suffisamment simple pour que l'on puisse examiner l'influence qualitative des paramètres de dimensionnement de la machine. De plus, elle permettra un calcul direct des principales dimensions en fonction d'un cahier des charges donné.

C'est dans ce contexte que nous souhaitons développer un modèle analytique simple permettant d'évaluer les performances de la machines synchrones à aimants. Ce modèle sera basé sur un jeu d'équations suffisamment simples pour être implanté dans un outil aussi courant qu'un tableau de type Excel afin d'effectuer un dimensionnement systématique du premier ordre pour un cahier des charges donné.

Les applications de basse vitesse et grand diamètre ne sont pas nouvelles puisque de nombreux alternateurs de centrale hydraulique sont des machines synchrones à rotor bobiné et à entraînement direct présentant des vitesses de rotation nominales de l'ordre de 100 tr/min mais pouvant descendre jusqu'à 70 tr/min. par ailleurs, du fait de forts couples, ces machines présentent des diamètres relativement élevés par exemple, le diamètre d'alésage des alternateurs du barrage des trois gorges en Chine est de 18.8 mètres pour 75 tr/min et 80 pôles.

Actuellement, dans un nombre croissant d'applications, on tend à concevoir des machines à entraînement direct afin de simplifier la chaîne de transmission et ainsi améliorer la fiabilité du système de conversion électromécanique. Ces technologie apparaissent progressivement du fait d'évolutions importantes dans de nombreux domaines (matériaux, électronique de puissance, systèmes de commande).

Afin d'illustrer cette tendance, on peut citer le domaine aérogénérateurs de forte puissance à entraînement direct ou les machines sont souvent synchrones à rotor bobiné ou bien à aimants permanents, la société Enercon développe ce type de technologie. La vitesse de rotation du rotor bobiné des turbines E-70, varie entre 6 et 21.5 tr/min, pour une puissance nominale atteignant

2.6 MW et un diamètre d'environ 5 mètres. Les rotors peuvent être aussi à aimants, ce qui permet une réduction de la masse du rotor d'environ 25 %. Un autre domaine d'application où les entraînements directs de fort couple et basse vitesse connaissent un régime d'intérêt dans la propulsion navale, ce renouveau est notamment le résultat des avancées importantes dans le domaine des aimants permanents à haute densité énergétique (NdFeB) pour des prix toujours plus compétitifs.

Les gammes de puissance actuellement commercialisées atteignent quelques centaines de kilowatt, mais devraient être bien plus conséquentes dans l'avenir, puisque des puissances théoriques de 15MW sont annoncées pour un diamètre rotorique interne de 4.9 mètres. Parallèlement, des systèmes originaux de récupération de l'énergie des courants marins sont à l'étude, la structure reste la même, mais les diamètres sont cette fois-ci notablement plus élevés. Pour illustration, citons le prototype développé par la société Irlandaise Open Hydro. Il s'agit d'une machine synchrone à aimants permanents intégrée dans une carène, tournant à environ 10 tr/min et présentant un diamètre rotorique de l'ordre de 10 mètres, comme indiqué à la figure (III. 6). On peut estimer que la puissance fournie devrait être de l'ordre de 300 kW.



Fig. (III. 6): Prototype d'hydrolienne

Certaines de ces machines seront directement couplées au réseau électrique alors que d'autres seront associées à des convertisseurs statiques, notamment afin d'assurer un découplage entre la vitesse de rotation du rotor et la fréquence du réseau électrique. Les auteurs de [76-79] donnent le modèle analytique de la machine étudiée et nous avons validés ces résultats dans [34] par un modèle numérique.

III.7.1 Modèle géométrique

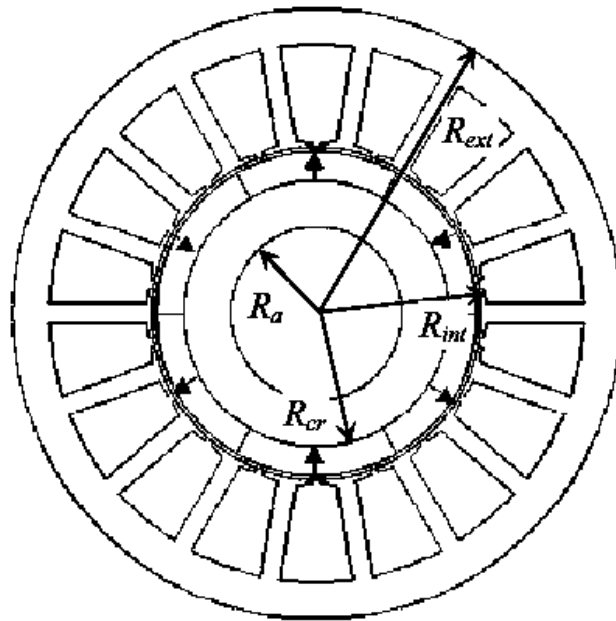


Fig. (III. 7): Coupe de la machine

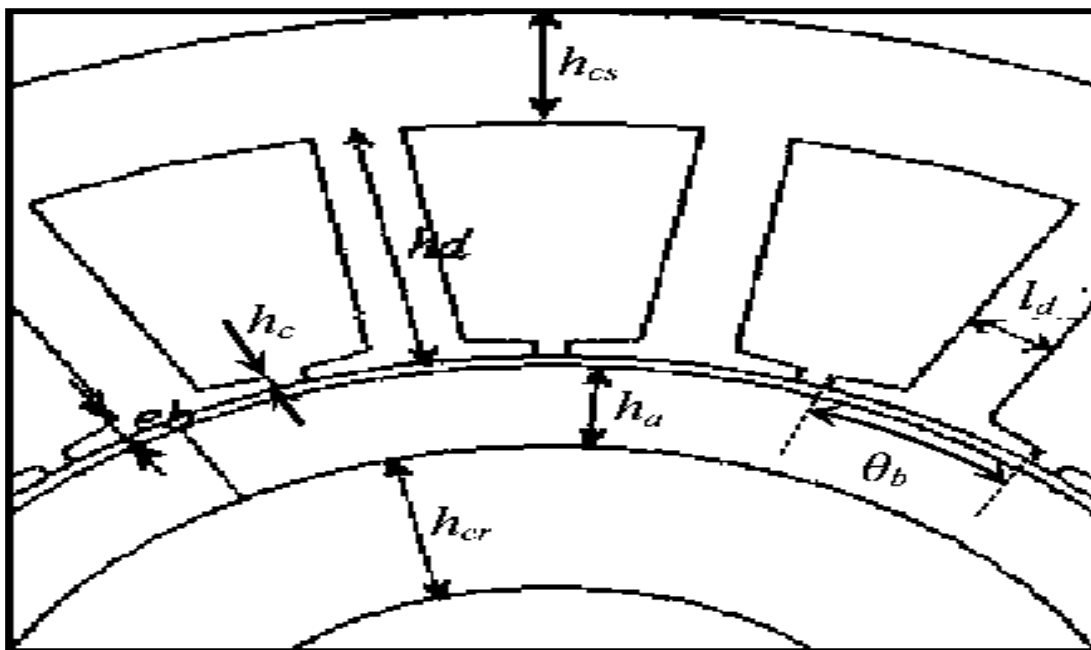


Fig. (III. 8): Paramètres géométriques de la machine

La description de la structure du générateur est limitée à la géométrie des parties actives seulement, le modèle présenté est un modèle d'analyse qui servira pour le dimensionnement. La figure (III. 7), montre une coupe transversale de la machine avec le sens de magnétisation des

aimants et la figure (III. 8), montre les détails de la structure. La plupart des paramètres géométriques sont représentée sur ces deux figures, le rotor à aimants déposés a une géométrie relativement simple. La partie ferromagnétique est une culasse cylindrique de rayon extérieur R_{cr} , de rayon intérieur R_a et d'épaisseur h_{cr} .

En notant ρ_r la masse volumique du matériau ferromagnétique de la culasse et L_m la longueur active du générateur, la masse de la culasse vaut alors:

$$M_{cr} = \rho_r \pi (R_{cr}^2 - R_a^2) L_m \quad (\text{III. 6})$$

Les aimants montés sur la surface extérieure de la culasse sont de rayon intérieur R_{cr} , de rayon extérieur R , d'épaisseur h_a et d'ouverture angulaire θ_a . On note β l'ouverture angulaire de l'aimant relative à un pas polaire $\tau_p = \frac{\pi}{p}$, où p est le nombre de paires de pôles de la machine.

En notant ρ_{aim} la masse volumique des aimants, la masse totale des aimants vaut alors:

$$M_{aim} = \rho_{aim} \beta \pi (R^2 - R_{cr}^2) L_m \quad (\text{III. 7})$$

Le stator est formé d'un empilement de tôles dont les rayons intérieur et extérieur sont respectivement notés R_{int} et R_{ext} . Les dents sont droites, c'est à dire que la largeur d'une dent reste constante sur toute sa hauteur. La dent est alors définie par sa largeur l_d et sa hauteur h_d . Le pied de dent est défini par son épanouissement angulaire θ_b , sa largeur au centre de l'épanouissement e_b et sa largeur au niveau de l'ouverture d'encoche h_c .

A partir des dimensions des dents on peut déterminer la surface d'une encoche par la formule suivante:

$$S_{enc} = \frac{2\pi h_d}{N_d} (R_{ext} - h_c) - l_d \cdot h_d \quad (\text{III. 8})$$

En introduisant le coefficient de foisonnement des tôles k_f et la masse volumique des tôles m_{yt} , la masse des dents M_{ds} et celle de la culasse statorique M_{cs} valent respectivement:

$$M_{ds} = N_d \cdot m_{vt} \cdot k_f \cdot (l_d \cdot h_d + R_{int} \cdot \theta_b \cdot \frac{e_b + h_c}{2}) \cdot L_m \quad (\text{III. 9})$$

$$M_{cs} = m_{vt} \cdot k_f \cdot \pi (R_{ext}^2 - (R_{ext} - h_{cs})^2) \cdot L_m \quad (\text{III. 10})$$

Le bobinage du générateur est constitué de fils à section circulaire, chaque spire peut être décomposée en deux parties, deux conducteurs actifs dans les encoches et deux raccords extérieurs aux encoches qui forment les têtes de bobines.

La longueur des têtes de bobines peut être décomposée en deux parties, la première correspond au fil reliant les deux encoches d'une phase dans un plan parallèle aux tôles du stator et la deuxième correspond à la partie du fil reliant ce plan à la partie active de la spire. En notant l_{tb1} la longueur de la première et l_{tb2} celle de la deuxième, la longueur moyenne d'une demi-spire et la masse de cuivre sont respectivement données par les équations (III. 11) et (III. 12):

$$l_{sp} = L_m + 2l_{tb2} + l_{tb1} \quad (\text{III. 11})$$

$$M_{cu} = n_{tc} \cdot l_{sp} \cdot S_{fil} \cdot \rho_{cu} \quad (\text{III. 12})$$

n_{tc} est le nombre total de conducteur, S_{fil} est la section du fil et ρ_{cu} la masse volumique du cuivre.

III.7.2 Modèle électromagnétique

Ce modèle est un ensemble d'équations liant les données du cahier des charges (couple, vitesse...) aux grandeurs électromagnétiques (induction, courant...) caractérisant le fonctionnement du générateur. Lors du pré-dimensionnement, les contraintes sur les grandeurs électromagnétiques se répercutent sur les dimensions pour satisfaire les spécifications du cahier des charges. Concernant l'épaisseur d'aimants e_a , elle est liée à la valeur d'entrefer mécanique e , aux propriétés des aimants (d'induction rémanente B_r et de perméabilité relative μ_a) et à la valeur d'induction d'entrefer, supposée radiale et en créneaux d'amplitude $\pm B_e$. Ces grandeurs sont liées par la relation suivante déduite du théorème d'Ampère en supposant la perméabilité du fer infinie:

$$B_e = B_r (e_a / \mu_a) / (e_a / \mu_a + e) \quad (\text{III. 13})$$

Cette relation peut être inversée et, pour une valeur d'induction souhaitée, on peut en déduire l'épaisseur d'aimant à utiliser, si on ne s'intéresse qu'au fondamental de l'induction B_{1e} , alors on utilise la relation:

$$B_{1e} = B_e (4/\pi) \sin(\beta \pi/2) \quad (\text{III. 14})$$

avec B le ratio largeur d'aimants sur largeur de pôle. Concernant le calcul des épaisseurs de culasse e_c , que l'on supposera identiques au rotor et au stator, on utilisera la relation suivante, déduite de la loi de conservation du flux magnétique:

$$e_c \geq (B_e/B_c)(B \pi D/4\pi) \quad (\text{III. 15})$$

avec B_e l'induction maximale souhaitée dans les culasses, D le diamètre d'alésage du stator et p le nombre de paires de pôles de la machine. Ce dernier paramètre pourra être défini à partir de la fréquence électrique maximale souhaitée f_{\max} , soit:

$$p \leq 2\pi f_{\max}/\Omega \quad (\text{III. 16})$$

Concernant la profondeur des encoches et des dents, elle sera déterminée d'après la formule:

$$e_{enc} = A_L / (J k_r k_{enc}) \quad (\text{III. 17})$$

avec A_L et J , respectivement, les densités linéiques (A/m) et surfaciques (A/m²) de courant efficace, k_f le coefficient de remplissage des encoches et k_{enc} la proportion d'encoches. Si on souhaite une induction B_d maximale dans les dents, on choisira k_{enc} tel que:

$$k_{enc} \leq 1 - (B_e/B_d) \quad (\text{III. 18})$$

Comme pour l'équation (III. 15), l'inégalité de la relation (III. 18) vient du fait que la réaction d'induit peut être prise ou non en compte dans le dimensionnement des dents et des culasses. Finalement, les dimensions radiales de la machine étant connues, on peut en déduire la longueur axiale active L à partir de l'expression du couple électromagnétique:

$$C_{em} = k_{b1} \sqrt{2} A_L B_{1e} (\pi D^2 L / 4) \cos \psi \quad (\text{III. 19})$$

avec k_{b1} le coefficient de bobinage et ψ l'angle électrique entre le courant et la force électromotrice du stator.

Tableau (III. 3): Principales caractéristiques électriques de la machine étudiée

Puissance maximale	P	300 kW
Vitesse de rotation	Ω	15 tr/min
Type d'aimant permanent		NdFeB
Nombre de phases	m	3

Tableau (III. 4): Principaux paramètres du générateur étudié

Epaisseur d'aimants	e_a	0.017 m
Induction rémanente	B_r	1.2 T
Epaisseur de culasse	e_c	0.090 m
Profondeur d'encoche	e_{enc}	0.035 m
Proportion d'encoches	k_{enc}	0.57
Longueur axiale	L	0.410 m
Proportion d'aimant	β	0.70
Induction d'entrefer du stator	B_{1e}	0.60 T
Densité linéique de courant	A_L	6 A/mm
Densité surfacique de courant	J	4 A/mm ²

Notons que dans l'expression (III. 19), on ne s'intéresse qu'à l'interactions des fondamentaux du courant et de f.e.m. Cette approche, reposant sur des formulations très simplifiées, conduit à une résolution directe du problème inverse qui consiste à obtenir les dimensions principales de la machine à partir d'un cahier des charges donné (puissance, vitesse,...etc). A partir des formules (III. 13) à (III. 19), on obtient les résultats résumés dans le Tableau (III. 4), pour un cahier des charges décrit au Tableau (III. 3).

III.7.2.1 Calcul de l'induction d'entrefer par une modélisation par des réluctances

Dans une première approche, on se propose de modéliser l'entrefer par un réseau de réluctances tel que représenté sur la figure (III. 9), à gauche. Concernant l'induction d'entrefer, on proposera le tube de champ droit représenté à la figure (III. 9), à droite, et à la réluctance d'entrefer R_e s'écrira:

$$R_e = e / (\mu_0 (1 - k_f) \cdot \beta \cdot L_{pole} \cdot L) \quad (III. 20)$$

avec $L_{pole} = \pi D / 2p$ le pas polaire et $k_f \leq 1$ un coefficient de fuites, pour calculer ce coefficient on se propose de modéliser les tubes de champs de fuites par des arcs de diamètre intérieur $(1 - \beta) L_{pole}$ comme représenté sur la figure (III. 9), à droite, on obtient alors l'égalité:

$$k_f \cdot \beta \cdot L_{pole} / 2 = e - (1 - \beta) \cdot L_{pole} / 2 \quad (III. 21)$$

On en déduit une expression du coefficient de fuites:

$$k_f = 1 + (2e / L_{pole} - 1) / \beta \quad (III. 22)$$

La réluctance inter-aimants R_{ia} pourra alors s'écrire:

$$R_{ia} \approx (((1 - \beta) L_{pole} + k_f \beta L_{pole} / 2) \pi / 2) / (\mu_0 L k_f \beta L_{pole} / 2) \quad (III. 23)$$

Ou bien encore, si on simplifie l'équation (III. 23):

$$R_{ia} \approx (1 - \beta) \pi / (\mu_0 L k_f \beta) + \pi / (2 \mu_0 L) \quad (III. 24)$$

Finalement, si on modélise classiquement les aimants comme une force magnétomotrice $E = (B_r \cdot e_a / \mu_0 \mu_r)$ en série avec une réluctance interne $R_a = (e_a / \mu_0 \mu_r L \beta L_{pole})$, il sera possible de résoudre le schéma électrique équivalent et en déduire ainsi une valeur du flux magnétique polaire Φ_s traversant le stator:

$$\Phi_s \approx E / (R_a + R_e + 4R_a R_e / R_{ia}) \quad (\text{III. 25})$$

Sachant que la forme d'onde de l'induction d'entrefer au voisinage du stator est proche d'une sinusoïde que l'on considèrera d'amplitude B_{1e} , on peut alors également exprimer le flux polaire traversant le stator comme:

$$\Phi_s \approx B_{1e} \cdot L \cdot L_{pole} \cdot 2 / \pi \quad (\text{III. 26})$$

Ainsi d'après les équations (III. 20) à (III. 26), nous pouvons en déduire une expression de B_{1e} , cette approche semblant en effet plus adaptée à un processus de dimensionnement de machine. On peut ainsi reprendre l'exemple de la machine calculée précédemment, si on injecte les dimensions et les caractéristiques du générateur, on obtient alors une valeur de fondamental $B_{1e} = 0.31T$ et une proportion de fuites de 49%. Ces résultats tendent à montrer que l'approche manque malheureusement de précision. En réalité, les fuites ne devraient pas être aussi importantes et l'hypothèse de tubes de flux de fuites circulaires est vraisemblablement pessimiste. Cette approche devrait donc manquer de robustesse du fait d'hypothèses qui ne sont pas totalement vérifiées.

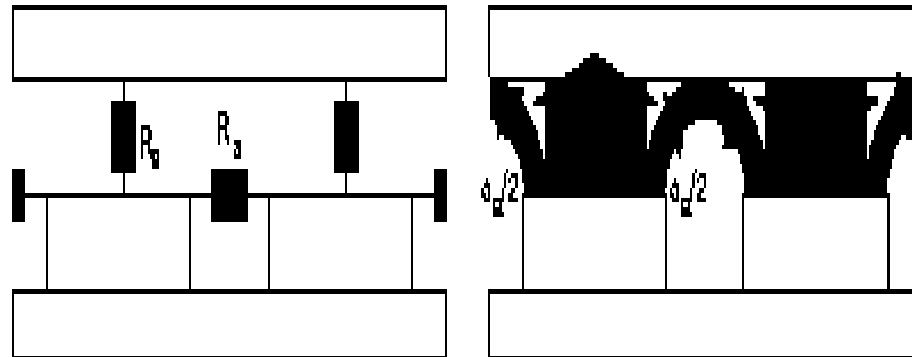


Fig. (III. 9): Entrefer modélisé par un réseau de réductances et tracé des tubes de champ

III.7.2.2 Calcul de l'induction d'entrefer par résolution des équations du champ en séparant les variables

Afin de prendre en compte les fuites inter-aimants de manière réaliste, il semble intéressant de résoudre les équations du champ pour une machine à flux radial à pôles lisses. Le principe de résolution analytique des équations du champ d'une machine radiale à pôles lisses est décrit dans de

nombreuses ouvrages et repose sur la méthode par séparation des variables. On se propose d'utiliser la résolution des équations de Laplace et de Poisson pour le potentiel magnétique scalaire dans l'entrefer mécanique et les aimants d'une machine à pôles lisses.

L'étude en 2D (coordonnées r et θ) sont les principales hypothèses concernant les aimants qui sont vus comme des éléments à aimantation radiale et de perméabilité constante. Une autre hypothèse concerne la perméabilité infinie du fer afin de supposer le champ tangentiel nul aux frontières culasse rotorique / aimants et entrefer / culasse statorique.

Dans les résultats de ces calculs, on ne conserve que l'expression de la valeur crête du fondamental de la composante radial de l'induction à l'entrefer pour $p > 1$, à savoir:

$$B_{1e} = 2 \frac{\mu_0}{\mu_a} (\beta_r / \mu_0) k_\beta \frac{p}{p^2 - 1} \left(\frac{R_s}{R_a} \right)^{p-1} \frac{(p-1) R_a^{2p} + 2 R_r^{p+1} R_a^{p-1} - (p+1) R_r^{2p}}{\frac{\mu_a + 1}{\mu_a} (R_s^{2p} - R_r^{2p}) - \frac{\mu_a - 1}{\mu_a} (R_a^{2p} - R_r^{2p}) (R_r / R_a)^{2p}} \quad (\text{III. 27})$$

avec: $k_\beta = (4/\pi) \sin(\beta \pi / 2)$ (III. 28)

R_s le rayon statorique $D/2$, R_a le rayon des aimants $D/2 - e$ et R_r le rayon rotorique $D/2 - (e + e_a)$ comme indiqué à la figure (III. 10). Afin de tenir compte, de façon approchée, de l'effet des encoches, on utilise une réluctance de surface correctrice R_c qui permet de définir un entrefer magnétique effectif e_e qui en suppose la perméabilité des aimants proche de celle du vide, et qui sera défini comme:

$$e_e = (e + e_a) + \mu_0 R_c \quad (\text{III. 29})$$

Pour une machine à entrefer épais, c'est-à-dire telle que le ratio entrefer soit supérieur à 0.5 %, on utilisera la formulation suivante:

$$R_c = [(1 + k_{enc}) \ln(1 + k_{enc}) + (1 - k_{enc}) \ln(1 - k_{enc})] \cdot D / (12 m_{sp} \mu_0 p) \quad (\text{III. 30})$$

Si on reprend à nouveau l'exemple du générateur déjà calculé, on obtient d'après les équations précédentes une valeur d'induction égale à $B_{1e} = 0.40 T$. Le principale problème réside

dans la relative complexité de l'expression (III. 27), qui n'est pas adaptée à l'utilisation que l'on souhaite en faire. Néanmoins, il est possible de faire l'approximation suivante:

$$B_{1e} = \frac{2 B_r k_\beta}{p} \cdot \frac{(p-1+2x-(p+1)x^2) R_{sa}^{p-1}}{(\mu_a+1)(R_{sa}^{2p}+x^2)-(\mu_a-1)(1-x^2 R_{sa}^{2p})} \quad (\text{III. 31})$$

avec: $x = R_{ra}^p$ (III. 32)

On peut montrer que la formule (III. 31) conserve une bonne précision si les hypothèses $(e+e_a) \ll D/2$ et $p \gg 1$ sont maintenues. La formule (III. 31) peut être convertie à une équation du 2^{ème} degré du type $\alpha x^2 + x + \gamma = 0$. L'épaisseur d'aimant recherchée vaut alors pour une induction B_{1e} donnée:

$$e_a = [1 - ((1 + \sqrt{1 + \alpha \gamma}) 2 \alpha)^{1/p}] (D/2 - e) \quad (\text{III. 33})$$

avec: $\alpha = p/2 - (\mu_a + 1 + (1 - \mu_a)/(1 - 2e/D)^{2p})/2\nu$ (III. 34)

$$\gamma = p/2 + (\mu_a - 1 - (1 + \mu_a)/(1 - 2e/D)^{2p})/2\nu \quad (\text{III. 35})$$

$$\nu = 2 k_\beta (B_r / B_{1e}) / (p(1 - 2e/D)^{p-1}) \quad (\text{III. 36})$$

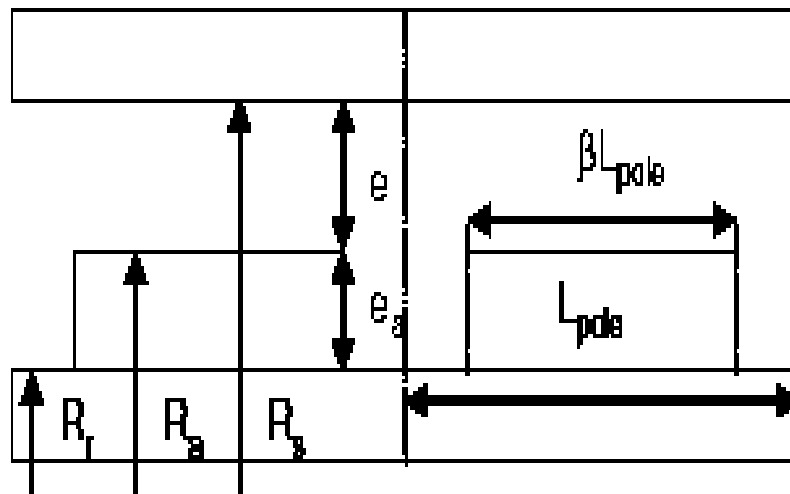


Fig. (III. 10): Représentation des différentes grandeurs géométriques utilisée

III.7.3 Modèle numérique

FLUX est un logiciel de conception assistée par ordinateur (CAO) destiné en premier lieu à l'électrotechnique. Basé sur la méthode des éléments finis, FLUX calcule les états magnétiques, électriques et thermiques des dispositifs bidimensionnels et tridimensionnels. Il permet la résolution de problèmes [80-82]:

- Magnétostatique avec matériaux à caractéristiques linéaires isotropes ou anisotropes, et à caractéristiques non linéaires isotropes;
- Magnéto-harmonique (régime harmonique) avec matériaux linéaires isotropes ou anisotropes;
- Magnétique transitoire (régime transitoire) avec matériaux à caractéristiques linéaires isotropes ou anisotropes ou à caractéristiques non linéaires isotropes;
- Conduction électrique (loi d'Ohm);
- Electrostatique;
- Diélectrique;
- Conduction thermique (régime permanent et régime transitoire);

De plus, FLUX permet de résoudre des problèmes couplés avec les équations de circuit en magnétoharmonique et en magnétique transitoire ou avec des parties en mouvement de rotation autour d'un axe. Les grandeurs locales (champs électromagnétiques et thermique par exemple) et globales (forces, couples, courants, inductances) seraient difficiles, voire impossibles à déterminer par d'autres méthodes (calcul analytique ou prototype) lorsque la géométrie du dispositif est complexe ou lorsque les matériaux sont non linéaires. En tout état de cause, elles sont obtenus avec des coûts et des délais très inférieurs à ceux des autres méthodes. Cette économie permet de tester de nouvelles idées rapidement et à faible coût, d'analyser le comportement des dispositifs en service, de dimensionner et d'optimiser de nouveaux dispositifs.

Les phénomènes qui interviennent dans les dispositifs électrotechniques sont décrits par différentes équations: équations de Maxwell, équations de la chaleur, lois de comportement des matériaux, etc. La résolution simultanée de ces équations est difficilement réalisable en raison de leurs complexités et de la quantité de calculs à effectuer. Pour cette raison, Flux 2D dispose d'un certain nombre de modules d'application physique qui permettent de résoudre chaque type de problème donné, décrit par une équation et des hypothèses.

III.7.3.1 Description du logiciel

Flux 2D est composé de plusieurs programmes qui ont chacun une fonction particulière :

Description géométrique et maillage, description physique, gestion de la banque de données des matériaux, résolution, exploitation des résultats.

Ces différents programmes utilisent pour leurs besoins propres des fichiers temporaires ou permanents, et communiquent entre eux à l'aide d'un fichier dit de transmission.

L'ensemble de cette gestion est transparent pour l'utilisateur, qui dialogue avec les différents modules en fournissant un nom de problème.

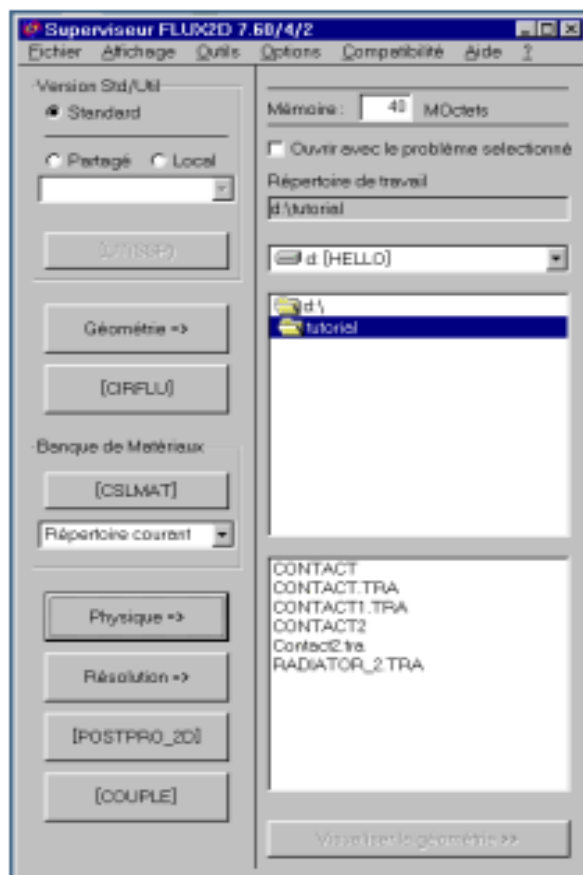


Fig. (III. 11): Le superviseur du logiciel Flux 2D

III.7.3.1a Description géométrique et maillage: PREFLUX

La géométrie d'un objet est construite à partir de points, puis de lignes, puis de régions surfaciques, linéiques et ponctuelles. Outre ces entités, l'utilisateur a accès à des paramètres, qui pourront lui servir d'une part dans la construction géométrique et, d'autre part à modifier la géométrie (modification de forme, déplacement d'objet).

Le cheminement usuel consiste à définir dans un premier temps les paramètres qui seront utilisés. Un paramètre est une entité qui comporte un nom, un commentaire et une expression arithmétique. L'expression arithmétique peut être une valeur numérique constante ou une formule construite à partir des fonctions mathématique usuelles du FORTRAN ou du JAVA, de valeurs numériques ou d'autres paramètres. La deuxième étape consiste à définir les points, ils sont déterminés par leurs coordonnées (valeurs numériques constantes, paramètres, expression arithmétique) ou par duplication d'autres points (la duplication est obtenue en modifiant des

valeurs des paramètres, et non en appliquant des transformations géométriques sur les points). La troisième étape est la définition des lignes .Elles sont de trois sortes: segment de droite, arc et cercle. Les deux premiers types sont construits en joignant les points préalablement définis. La dernière étape de la construction géométrique consiste à définir les régions. Les régions surfaciques sont constituées d'une ou plusieurs surfaces fermées délimitées par les lignes. Les régions linéiques sont constituées d'une ou plusieurs lignes contiguës. Les régions ponctuelles sont constituées par un point ayant servi à la construction des lignes.

A cause de la périodicité de notre machine, la figure (III. 12) représente un quart de la géométrie de notre générateur synchrone à aimant permanent construit sous Flux 2D.

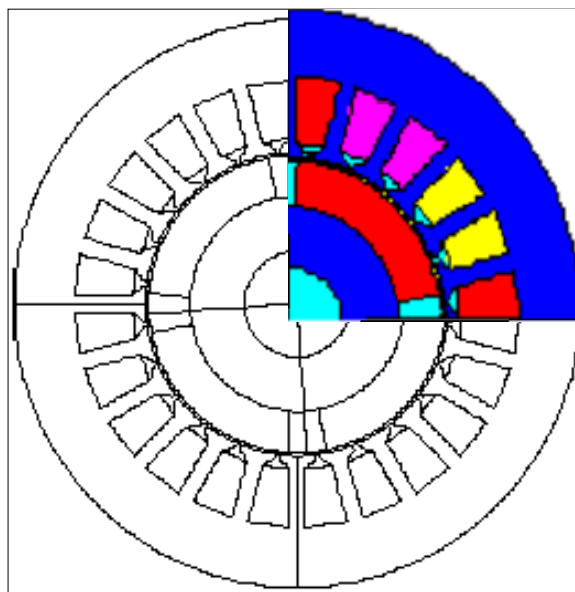


Fig. (III. 12): Géométrie du générateur synchrone à aimant permanent

La méthode des éléments finis oblige à découper le domaine d'étude en éléments, appelés mailles. Ce maillage peut être réalisé à l'aide d'un mailleur automatique, utilisé dans la majorité des cas, ou à l'aide d'un mailleur manuel, qui permet un contrôle très précis des mailles obtenues. Le mailleur automatique génère des mailles triangulaire comme indiqué à la figure (III. 14), à partir de subdivisions sur les lignes ayant servi à la définition géométrique. L'utilisateur peut augmenter ou diminuer le nombre de subdivisions sur une ligne et choisir une répartition régulière ou non des subdivisions sur cette ligne par dichotomie. Le mailleur manuel permet de contrôler très précisément la forme et la qualité du maillage, ce qui est très utile pour traiter certains problèmes (faible épaisseur de peau par exemple).

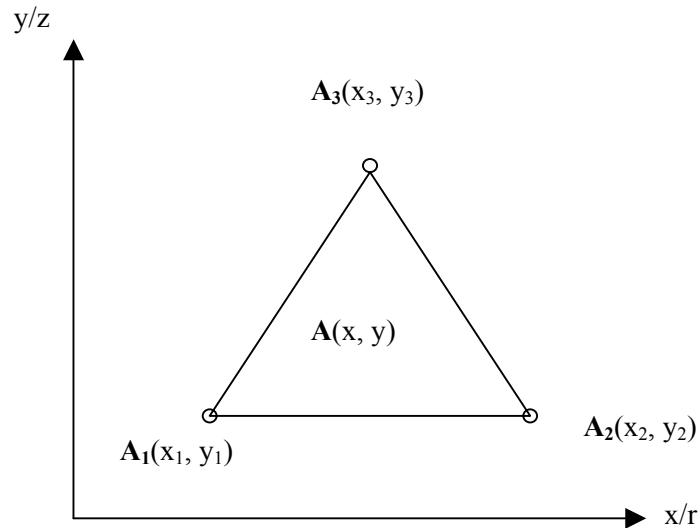


Fig. (III. 13): Repérage d'un élément

La majorité des formes d'approximations du potentiel dans un élément sont des approximations polynomiales.

- Pour les éléments triangulaires:

$$A_e(X, Y) = a + bx + cy \quad (\text{III. 37})$$

- Pour les éléments quadrilatéraux:

$$A_e(X, Y) = a + bx + cy + dxy \quad (\text{III. 38})$$

Les constantes a, b, c et d sont à déterminer, le potentiel A_e est en général non nul dans l'élément et nul ailleurs. La valeur approchée du potentiel dans un point du domaine (Ω) de résolution est donnée par:

$$A(X, Y) = \sum_{e=1}^{ne} A_e(X, Y) \quad (\text{III. 39})$$

e : Numéro d'élément.

ne : Le nombre totale des élément du domaine (Ω).

$$A_e = a + bx + cy = \sum_{i=1}^3 \alpha_i A_i \quad (\text{III. 40})$$

L'utilisateur peut découper les régions surfaciques délimitées par trois ou quatre lignes, régions qui constituent le maillage élémentaire. Il choisit les mailles à découper les unes après les

autres et pour chaque maille, le type de découpage et le nombre de subdivisions. Il peut ensuite raffiner le maillage effectué, en divisant des mailles qu'il a précédemment générées. Les mailles peuvent être des triangles comme indiqué à la figure (III. 13), ou des rectangles. A l'issue de la phase de maillage manuel, le mailleur automatique se charge de découper les parties éventuellement non maillées, en respectant les subdivisions effectuées par le mailleur manuel sur les frontières entre les deux zones de maillage.

A l'issue du maillage, Flux 2D contrôle la qualité des mailles obtenues et signale celles qui risquent de conduire à des résultats faux (mailles trop allongées ou trop pointues). L'utilisateur a alors la possibilité d'améliorer le maillage ou de poursuivre en ignorant cet avertissement.

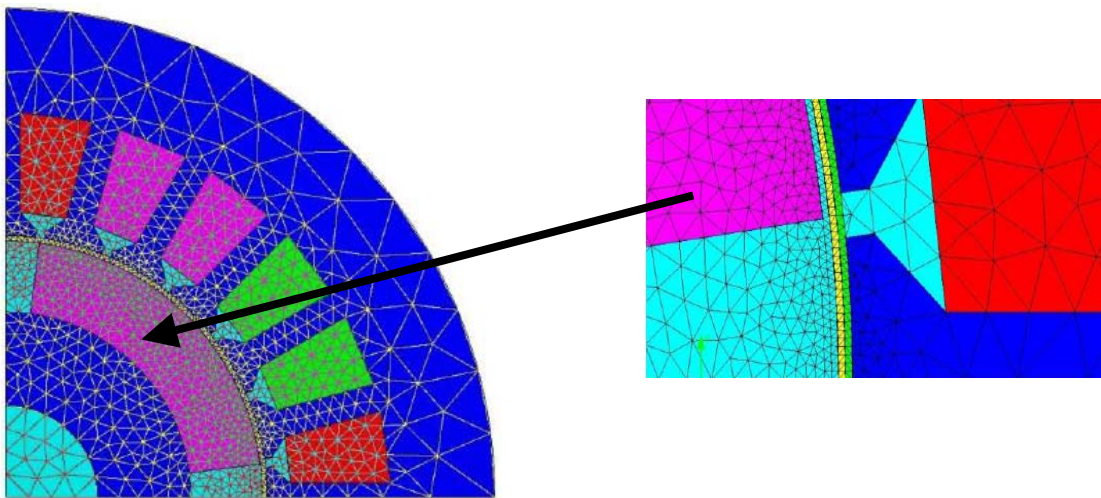


Fig. (III. 14): Maillage du générateur

III.7.3.1b Description des circuits : CIRFLU

Les équations de circuit sont disponibles en magnétodynamique, en magnétique évolutif et en magnétothermique, elles permettent de connecter un circuit électrique à un problème éléments finis. Le circuit électrique peut être un circuit d'alimentation, une charge électrique, des connexions entre composants externes et/ou des éléments conducteurs du domaine éléments finis, etc. Ce module permet de simuler par exemple un convertisseur de puissance, une cage d'écurie, un blindage magnétique, des spires de franger, ...etc. Un circuit électrique peut inclure des sources de tension et de courant de différentes formes, des résistances, des inductances, des capacités, des semi-conducteurs (diodes, thyristors, interrupteurs, unidirectionnels), des conducteurs massifs (où se développent les courants de Foucault) et des conducteurs bobinés. Les conducteurs bobinés seront liés à des éléments conducteurs du domaine éléments finis.

L'utilisation des équations de circuit est simple, il faut en premier construire le circuit à l'aide du programme CIRFLU. Ensuite, lors de la connexion du circuit électrique au domaine élément fini, il faut associer les conducteurs bobinés et les conducteurs massifs du circuit électrique aux éléments conducteurs du domaine éléments finis. Les caractéristiques modifiables des composants électriques (tension, courant, temps d'ouverture et de fermeture, ...), ainsi que les caractéristiques passives non définies dans CIRFLU, seront définies à ce moment là, ce qui permet d'utiliser le même circuit dans différentes conditions. La résolution et l'exploitation se déroulent comme d'habitude. Un menu supplémentaire permet de calculer le courant, la tension et la puissance électrique sur chaque composant. La création d'un circuit électrique avec CIRFLU se déroule en trois étapes :

- Il faut en premier positionner les composants électriques sur la grille de saisie avec la souris, puis les relier entre eux avec des connexions;
- Ensuite, on peut caractériser les composants passifs (résistances, inductances);
- Enfin quand le circuit électrique est terminé, il faut demander à CIRFLU de créer les mailles électriques qui seront enregistrées dans le fichier *.CIF.

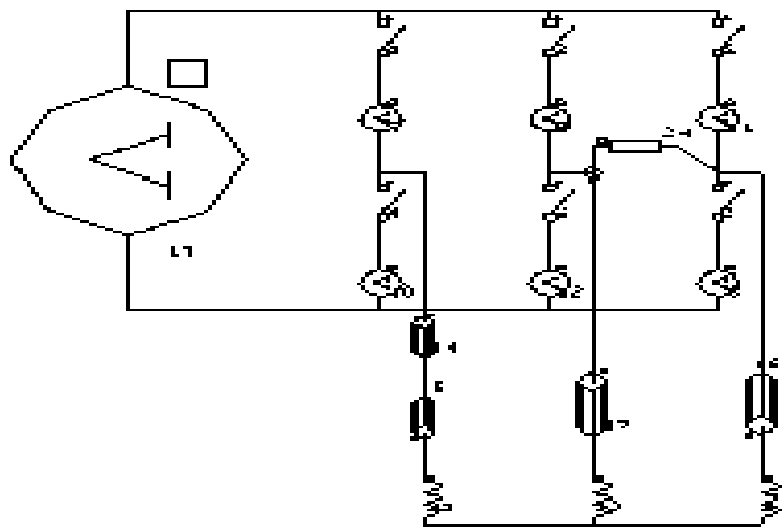


Fig. (III. 15): Circuit l'alimentation du générateur

III.7.3.1c Gestion de la banque de matériaux : CSLMAT

Le programme CSLMAT permet d'effectuer les opérations de gestion nécessaire (création, modification, destruction) dans la base de donnée des matériaux. Chaque matériau est décrit par un nom, un commentaire et une ou plusieurs propriétés physique. Une propriété est définie par un

modèle qui indique de quoi dépend la propriété et la forme de cette dépendance et par valeur numérique. Les propriétés sont contrôlées de façon à rester cohérentes: la même propriété ne peut être définie à la fois avec un modèle isotrope et un modèle anisotrope, une propriété secondaire ne peut pas être définie sans la propriété principale (par exemple, la capacité calorifique n'est accessible qu'après la définition de la conductivité thermique).

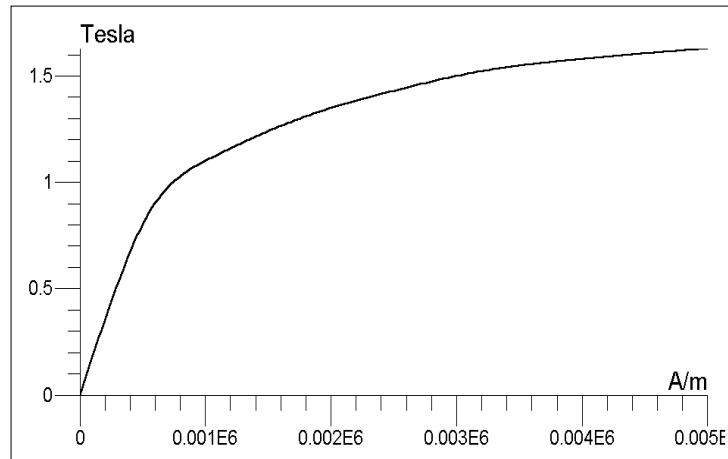


Fig. (III. 16): Courbe d'aimantation $B(H)$

III.7.3.1d Description des propriétés physiques : PROPHY, COPPRO, MODPRO

Le programme PROPHY permet d'attribuer aux différentes régions (surfaiques, linéiques, ponctuelles) des matériaux, issus de la base de donnée, ou des sources, puis de définir les conditions aux limites du problème.

Les programmes COPPRO et MODPRO permettent respectivement de copier les propriétés physiques entre deux problèmes ou de modifier les propriétés ou les conditions aux limites d'un problème.

III.7.3.1e Résolution des problèmes : SOLVER

SOLVER effectue la résolution des problèmes, il permet le contrôle des itérations et de la précision obtenue dans le cas des problèmes non linéaires, et le contrôle des pas de temps et de la durée d'étude pour les problèmes évolutifs.

III.7.3.1f Exploitation des résultats : POSTPRO

A l'issue du calcul, les valeurs de la variable sont stockées dans le fichier de transmission. Ces valeurs ont parfois une signification physique simple (température, potentiel scalaire

électrique,...), parfois non (potentiel vecteur magnétique) mais dans tous les cas, elles sont difficiles à exploiter. Le programme POSTPRO permet de visualiser ces grandeurs sous une forme utile (tracé de lignes isovaleurs, évolution spatiale ou temporelle,...) et de calculer et représenter les grandeurs dérivées, qui ont plus de sens physique (induction, champ, énergie, force...etc).

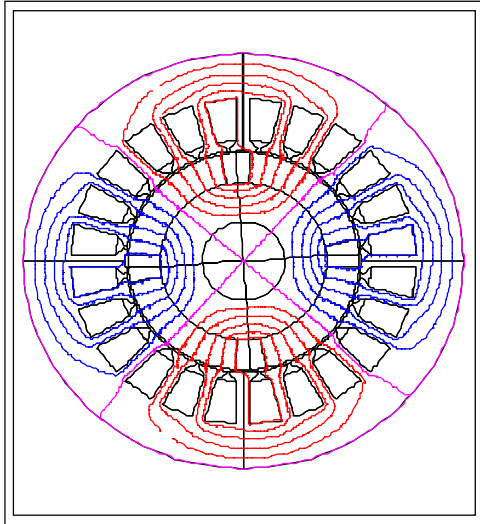


Fig. (III. 17a): Potentiel vecteur magnétique
(temps: 0.0003125 s et position: 3.75 deg)

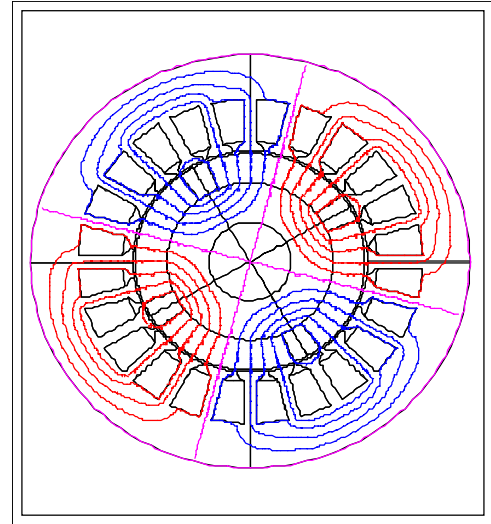


Fig. (III. 17b): Potentiel vecteur magnétique
(temps: 0.01 s et position :120 deg)

La figure (III. 17a) et la figure (III. 17b), représentent respectivement le potentiel vecteur magnétique dans le générateur synchrone à aimant permanent en 2D. Les lignes isovaleurs du potentiel vecteur change sinusoidalement avec le temps à la fréquence f ou à la fréquence angulaire ω .

La bande de roulement est une région située autour de l'entrefer des machines rotatifs, la figure (III. 17b) représente la distribution du potentiel vecteur magnétique dans le générateur synchrone dans le système dynamique. Cette bande de roulement permet de faire tourner le rotor sans changer la géométrie et la maille du module de la machine. En résolvant le problème et pour chaque position du rotor, les coordonnées des noeuds du rotor sont recalculées et les éléments finis sont reconstruits.

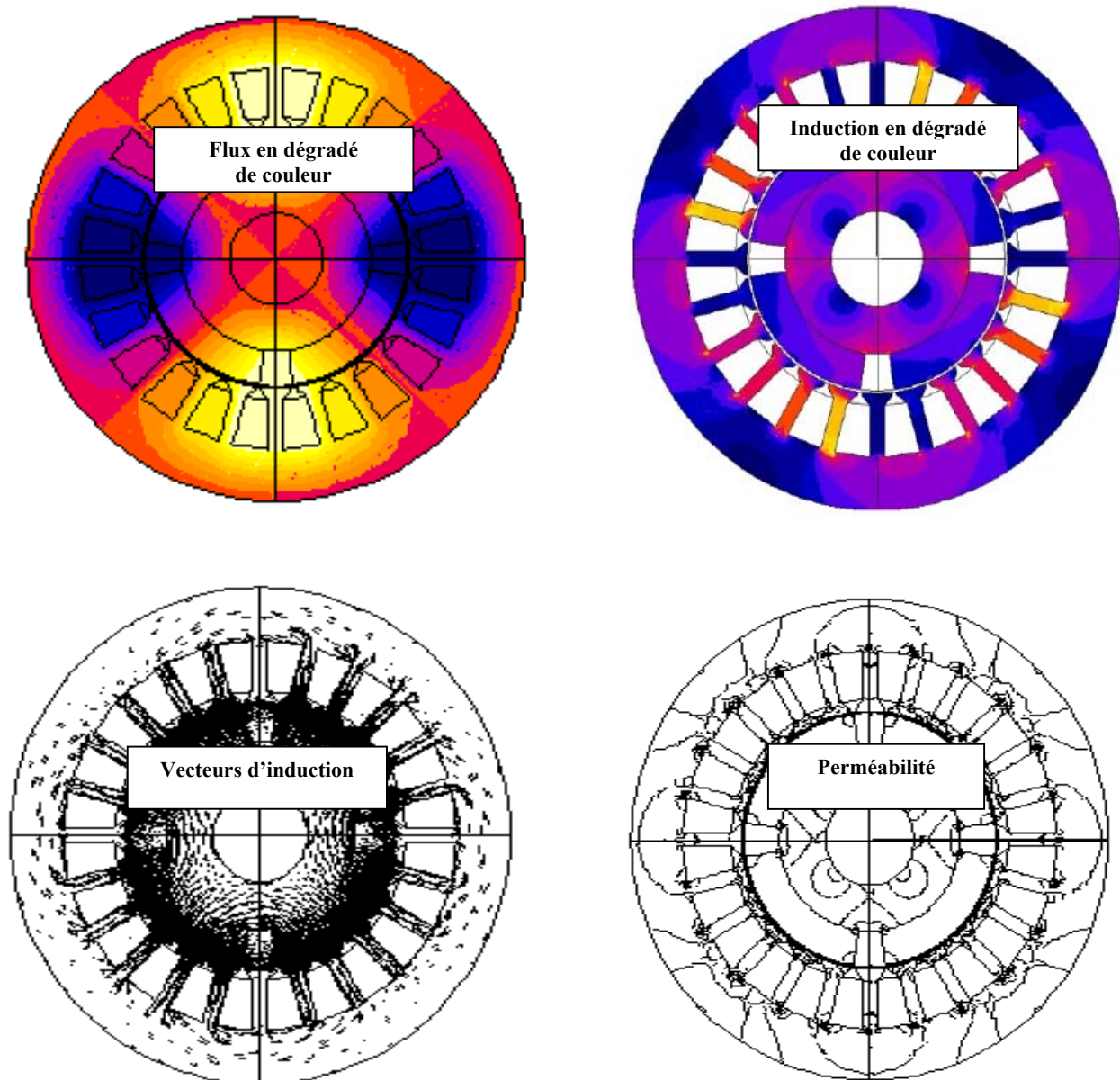


Fig. (III. 18): Résultats de CAO du générateur synchrone à aimant permanent par MEF

III.7.3.2 Validations des résultats de simulation analytique-numérique

Afin de valider les résultats, des simulations en deux dimensions par le logiciel Flux 2D sont réalisées. En réalité des simulations 3D seront plus réalistes mais des simulations 2D restent suffisantes pour mettre en évidence le problème étudié.

Une simulation de la machine à vide fournit les résultats présentés sur les figure. (III. 19) à la figure. (III. 26), et résumés dans le Tableau (III. 5).

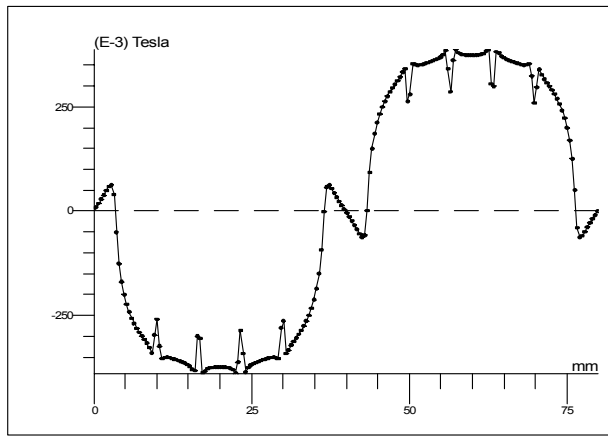


Fig. (III. 19): Induction le long de l'entrefer

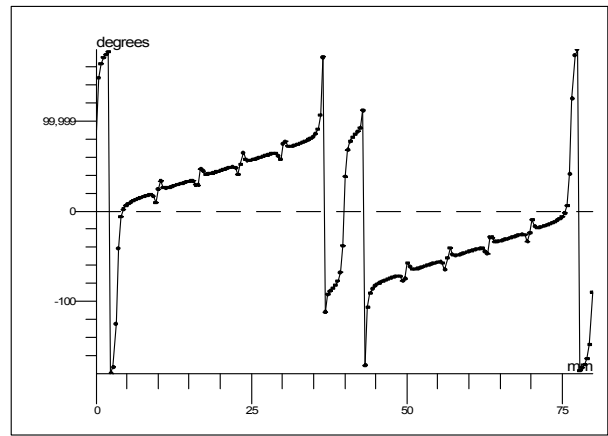


Fig. (III. 20): Induction le long de l'entrefer et selon la position

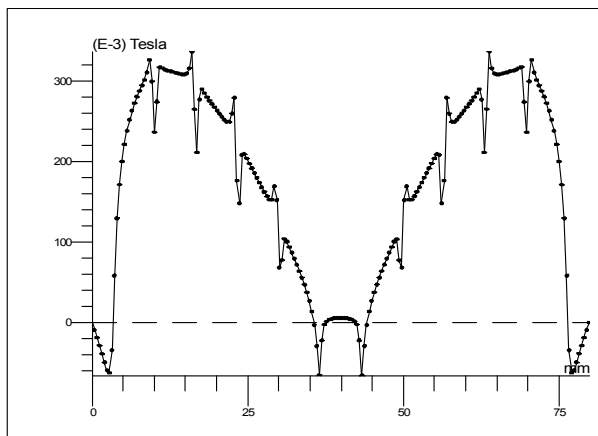


Fig. (III. 21): Composante normale de l'induction le long de l'entrefer

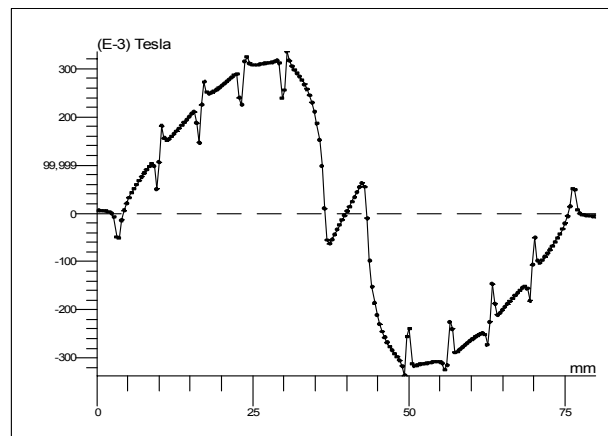


Fig. (III. 22): Composante tangentielle de l'induction le long de l'entrefer

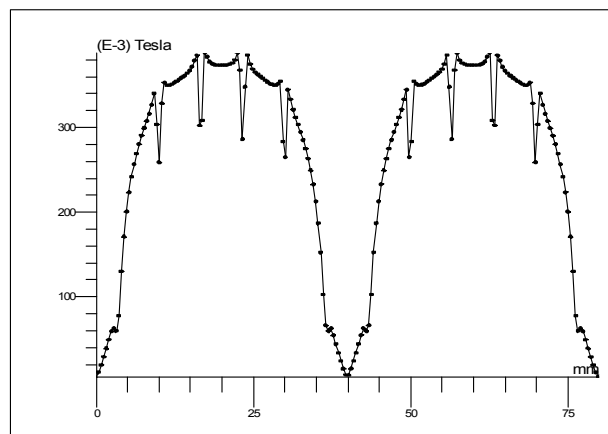


Fig. (III. 23): Module de l'induction le long de l'entrefer

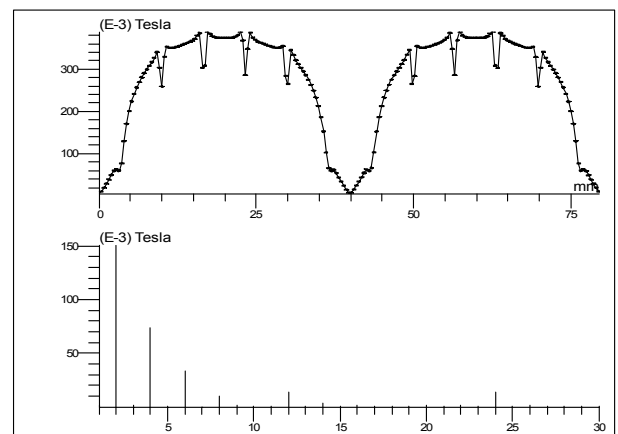


Fig. (III. 24): Module de l'induction le long de l'entrefer avec analyse spectrale

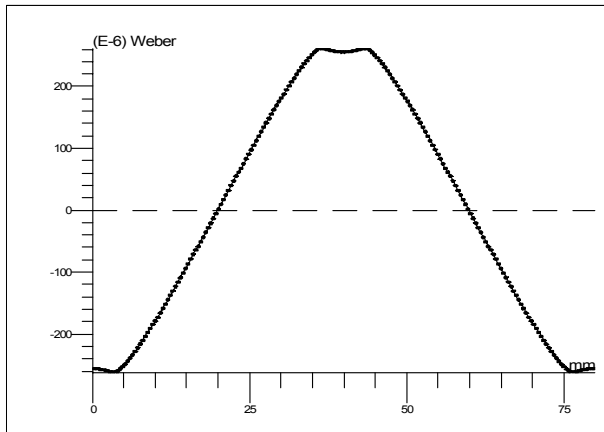


Fig. (III. 25): flux le long de l'entrefer

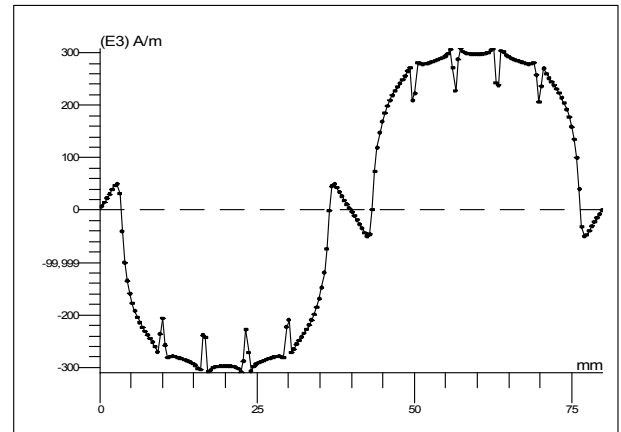


Fig. (III. 26): Champ le long de l'entrefer

Tableau (III. 5): Résultats du modèle analytique-numérique de la machine

	Analytique	Numérique
Induction d'entrefer au stator maximale	0.53 T	0.41 T
Induction d'entrefer au stator	0.60 T	0.40 T
Induction moyenne dans les dents	1.40 T	< 0.97 T
Induction moyenne dans la culasse stator	1.40 T	< 0.97 T
Induction moyenne dans la culasse rotor	1.40 T	> 1.70 T
Valeur efficace de la f.e.m (1 ^{ère} harmonique)	241 V	171 V

On s'aperçoit alors qu'il existe des disparités très importantes entre les résultats obtenus par les simulations et ceux prévus par l'approche analytique. Par exemple, la valeur du fondamental de l'induction d'entrefer est inférieure à celle prévue par les calculs analytiques, ce qui réduit d'autant le fondamental de la f.e.m., de la machine.

Par ailleurs, on constate un effet de filtrage de l'entrefer sur la forme d'onde de l'induction, celle-ci est très proche d'une sinusoïde alors qu'on l'avait supposée trapézoïdale lors des calculs analytiques. Concernant la culasse et les dents au stator, on remarque que l'induction moyenne est également largement inférieure à celle prévue analytiquement, alors que, à l'inverse, l'induction moyenne dans les culasses du rotor est supérieure aux valeurs prévues, ce qui devrait conduire à une saturation du fer au rotor.

III.8 CONCLUSION

La majorité des études économiques sur l'énergie éolienne portent sur l'évaluation des externalités environnementales positives de cette énergie ou sur la comparaison des mécanismes incitant à l'investissement et leur efficacité relative. Mais avant d'être une énergie verte, l'énergie éolienne est d'abord un processus de production qui s'insère dans un système industriel.

Puisque la production de l'énergie éolienne sera en plein essor et sera très prometteuse dans les années prochaines, ce chapitre présente un outil logiciel d'analyse multiphysique pour la conception d'un générateur synchrone à aimant permanent, l'outil est fondé sur une méthodologie analytique-numérique sous Flux 2D. Dans un certains nombre d'applications en cours de développement comme l'éolien, la propulsion navale ou la récupération des énergies marines, le cahier de charges impose de concevoir des machines électriques à entraînement direct à aimants permanents. Dans le cadre de développement de telles machines et de leurs optimisations, des phases de pré-dimensionnement des structures ou l'on essaye de quantifier aux mieux l'influence de certains paramètres sont requise. Il est alors nécessaire de disposer d'un modèle simple mais robuste permettant le dimensionnement afin de trouver les caractéristiques principales de la machine en fonction du cahier des charges et ainsi identifier l'influence de certains paramètres.

Chapitre IV

*CAO Optimisée d'un Moteur
Asynchrone sous Matlab/Flux 2D*

Chapitre IV: CAO Optimisée d'un Moteur Asynchrone sous Matlab/Flux 2D

IV.1 INTRODUCTION

La conception des machines asynchrones recouvre un domaine d'activité très vaste qui va de la machine de quelques watts de puissance destinée à des applications informatiques jusqu'au moteur de quelques mégawatts implanté dans des procédés industriels lourds [4]. Ce type de machine représente une grande partie du marché des machines électriques. Des efforts considérables ont été et sont toujours menés pour perfectionner la théorie et les méthodes d'analyses et de conceptions de celle-ci, afin d'améliorer ses performances et d'optimiser son prix.

Le problème d'optimisation de la machine à induction et des autres appareils électriques est caractérisé par une fonction non linéaire multivariable que l'on appelle fonction objectif. Cette fonction peut représenter soit le prix ou le poids, soit l'une des performances de la machine, la complexité du problème nécessite l'aide de l'ordinateur pour la résoudre.

Des méthodes d'optimisation des machines à induction et des autres appareils électriques ont été développées depuis le début des années soixante, au moment où l'utilisation de l'ordinateur pourrait aider à résoudre des problèmes complexes de la science et la technologie, ces méthodes devenait très importante [72].

De tous les moteurs électriques, le moteur à induction est le plus répandu, il n'est donc pas du tout surprenant de voir qu'il fait encore l'objet de nombreux travaux de recherche visant à améliorer sa modélisation et à optimiser sa conception. En dépit de sa simplicité de fabrication et de mise en œuvre, la modélisation et le calcul du moteur à induction ne sont pas des choses aisées. En effet, le couplage qui existe entre les phénomènes électromagnétique et thermique impose une modélisation fine et simultanée des deux phénomènes. Dans l'idéal, un modèle complet, nécessairement 3D, doit représenter aussi fidèlement que possible, et à tout instant, les états électromagnétiques et thermiques du moteur lorsque le couple de charge est connu. Ce problème complexe peut difficilement être résolu en un temps raisonnable, et on est souvent amené à des simplifications qui doivent, toutefois, rester compatibles avec l'objectif visé.

Du point de vue électromagnétique, les modèles externes permettent d'avoir une approche globale des performances des machines asynchrones par des considérations sur les flux, les énergies, les couples, etc.... Basés sur la théorie des circuits couplés (schémas équivalents), ces

modèles ne sont pas satisfaisants au niveau des grandeurs locales (saturation, courants induits, harmoniques d'espace, etc...). Sous certaines hypothèses, l'introduction de coefficients correctifs, généralement empiriques, permet d'appréhender certaines de ces difficultés [73].

On pourrait dire que les réseaux de neurones constituent des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent naturelles, et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification et de détection de défauts [74]. Dans ce contexte, notre contribution est basée sur la CAO optimisée du moteur asynchrone à cage d'écureuil par l'utilisation des réseaux de neurones sous Matlab/Flux 2D en régime dynamique en utilisant la modélisation par éléments finis qui est une méthode très délicate lorsqu'il s'agit, en même temps, de suivre le mouvement, la diffusion lente du champ au niveau du rotor et le refroidissement de la machine.

IV.2 ETAT D'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Depuis son invention par Tesla à la fin du 19^{ème} siècle, la machine asynchrone s'est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse, sa fiabilité et son coût modéré. Par le passé, on lui reprochait son facteur de puissance relativement faible par rapport à la machine synchrone et la difficulté de faire varier sa vitesse.

En fait, ces limitations sont plutôt liées aux sources d'alimentation à tension et fréquence fixes et aux moyens de commande utilisés à l'époque et non pas à la machine asynchrone elle-même. En effet, avec le développement, réalisé ces dernières années, aussi bien dans le domaine théorique (méthodes et moyens de calcul) que dans le domaine pratique (développement de l'électronique de commande, de l'électronique de puissance et de micro-informatique), ces limitations ont disparu et la machine asynchrone a vu son rôle se confirmer et son champ d'application s'élargir pour englober de nouveaux domaines tels que la robotique, la traction électrique,... etc.

Malgré son existence centenaire et ce progrès technologique considérable, la machine asynchrone est loin de livrer tous ses secrets, au contraire, une connaissance plus fine de la machine est devenue plus que jamais nécessaire. En effet, les conditions d'utilisations de la machine ont

totallement changé, elle est devenue une partie intégrante d'un système complexe comprenant l'alimentation, la commande et la charge. La tendance actuelle est d'intégrer cet ensemble et d'optimiser pour en faire un actionneur intelligent. Pour concrétiser cet objet, il faudra développer des modèles fiables et faciles à mettre en œuvre pour les composants de ce système et notamment pour la machine car elle représente l'interface entre la partie électrique et la partie mécanique [75].

IV.2.1 Description de la machine asynchrone

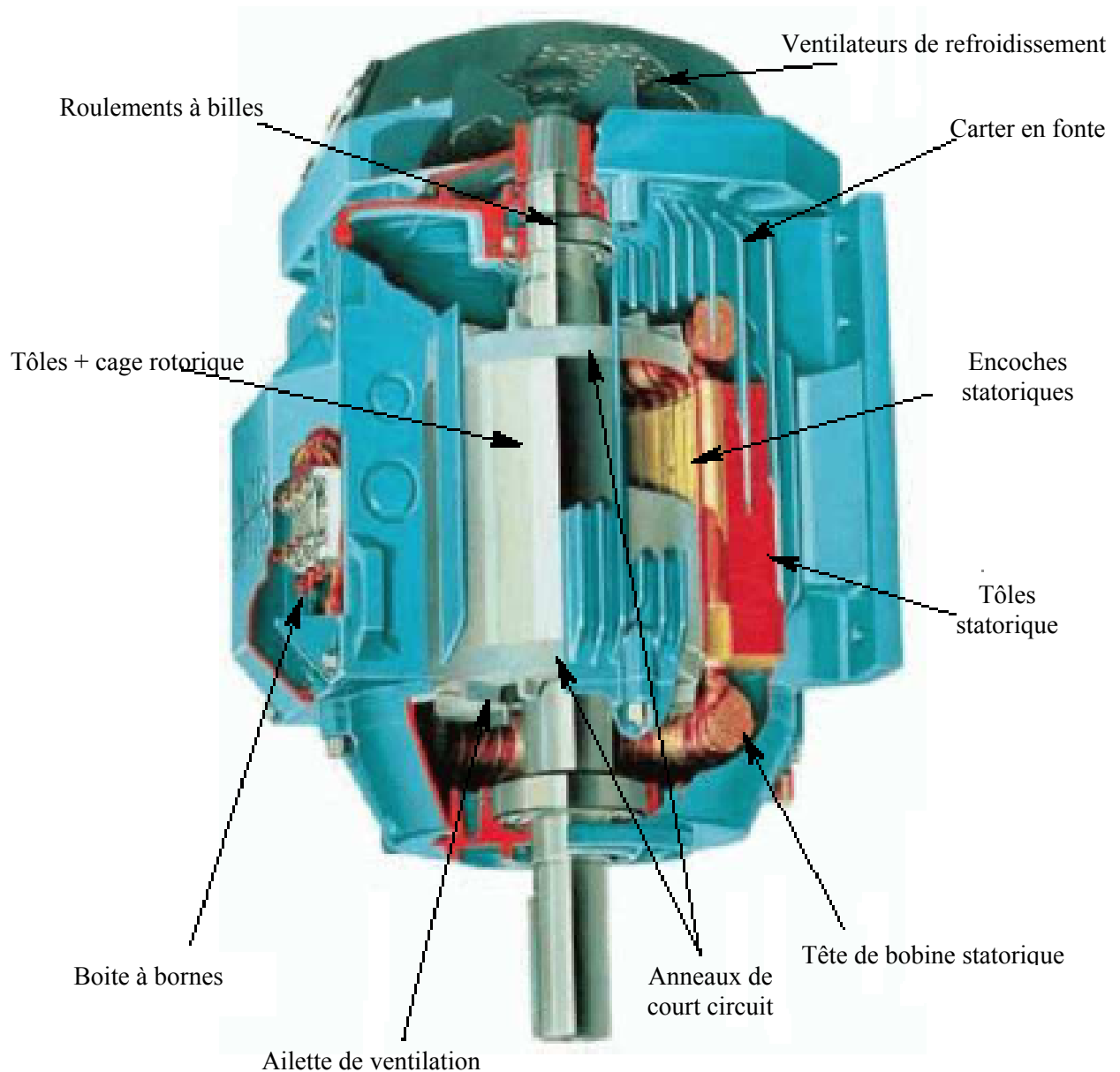


Fig. (IV. 1): Eléments de construction d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

Une machine asynchrone, ou machine à induction se présente sous la forme d'un Carter entourant le circuit ferromagnétique statorique. Elle comporte un stator semblable à celui d'un moteur synchrone triphasé, par contre, les rotors de ces deux types de machines sont complètement différents. Le rotor d'une machine asynchrone se comporte d'un cylindre feuilleté, dont la surface comporte des encoches, dans lesquelles sont logés des enroulements de deux genres différents. Ceux des induits en cage d'écureuil se composent seulement de barres reliées des deux cotés par des couronnes qui les mettent en court-circuit. D'autres constructions, dites à rotor bobiné, ont un enroulement triphasé semblable à celui du stator. Il n'y a aucune liaison directe galvanique entre le stator et le rotor, seul l'enroulement du stator est relié au réseau triphasé. La puissance électrique qui lui est demandée est transmise au rotor par le flux magnétique traversant l'entrefer. La machine asynchrone représenté à la figure (IV. 1), comporte: [83-86]:

- **Carcasse:** la carcasse sert de support, joue le rôle d'enveloppe, assure la protection contre les agents extérieurs et guide l'air de ventilation, elle agit aussi parfois comme échangeur thermique.
- **Stator:** il est constitué par une couronne de tôles minces (0.5 mm) empilées, cette couronne est serré dans une carcasse, débouchant à l'intérieur de l'anneau ainsi formé, des encoches qui contiennent un enroulement triphasé, cet enroulement peut être bipolaire, tétra polaire ou à six pôles
- **Rotor:** c'est un cylindre fait de tôles empilées, clavetées sur l'arbre du moteur, des encoches sont percées dans les tôles près de la surface extérieure du cylindre, des conducteurs passent dans ces encoches, ils sont réunis en court-circuit. Le bobinage peut être du même type que celui du stator, trois extrémités sont réunies et les trois autres sont reliées à trois bagues permettant une liaison avec un circuit fixe, c'est un rotor bobiné. Mais plus simplement ce bobinage peut être composé de barres conductrices placées dans les encoches et mises en court-circuit, à chaque extrémité, par des anneaux conducteurs, c'est un rotor à cage d'écureuil. Pour éviter les points morts qui se produiraient quand les dents sont en regard, le stator et le rotor ont des nombres d'encoches différents et de plus les encoches de l'un des deux sont inclinées, ceci est quelque soit le type de rotor, le stator et le rotor sont séparés par un entrefer très faible, de l'ordre de (0.5 mm).
- **Circuit magnétique:** le couple développé dans une machine électrique est proportionnel au produit du flux magnétique par le courant induit.

Il existe donc deux constituants principaux pour la partie active d'une machine: un ensemble de conducteurs chargé de véhiculer les courants et un circuit magnétique dont les fonctions principales sont:

- La canalisation des lignes d'induction magnétiques,
- Le maintien des conducteurs,
- La conduction thermique des conducteurs vers les zones de refroidissement (canaux de ventilation, entrefer).

Le circuit magnétique doit donc présenter à la fois des propriétés magnétiques, des caractéristiques mécaniques déterminées et une bonne conductivité thermique. Les pertes fer, par hystérésis et par courant de Foucault sont relativement importantes dans ces types de circuits, on utilise des tôles de faible épaisseur, à grande perméabilité et à pertes magnétiques réduites.

■ **Enroulements:** les enroulements servent à véhiculer les courants électriques à l'intérieur de la machine. On distingue principalement les enroulements statoriques et rotoriques, ces enroulements sont, dans le cas général, du type polyphasé, chaque encoche ménagée dans la tôle magnétique débouche sur l'entrefer et contient un certain nombre de conducteurs, on réalise: soit des bobinages en un étage, ou tous les conducteurs d'une encoche appartiennent à une même phase et qui sont utilisés pour les machines de faible puissance, soit des bobinages en deux étages, ou tous les conducteurs d'un étage situés dans une encoche appartiennent à une même phase et sont reliés électriquement en série, suivant la valeur du pas de bobinage, il peut arriver que deux phases cohabitent dans la même encoche. Ces bobinages sont du type imbriqué ou ondulé et ils sont couramment utilisés dans les machines de moyenne et de forte puissance.

■ **Arbre:** l'arbre de la machine électrique est un organe de transmission du mouvement de rotation. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor, au circuit magnétique et aux enroulements tournants. L'arbre est lui-même supporté par un ou plusieurs paliers suivant la configuration de l'ensemble de la ligne d'arbre. Dans certains cas, l'arbre sert de soutien au collecteur, aux ventilateurs, aux bagues, aux rotors, ainsi qu'à des accessoires variés.

■ **Ventilateurs:** la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique, ou inversement, ne peut s'effectuer sans pertes, l'énergie ainsi perdue étant transformée en chaleur. La ventilation a

pour but d'extraire les pertes internes de leurs différentes sources et d'assurer un refroidissement aussi homogène que possible des bobinages. On peut distinguer deux grands systèmes de ventilation: Ventilation axiale, dans cette solution, et comme son nom l'indique, l'air circule suivant un chemin sensiblement parallèle à l'axe de la machine, il suffit de mettre le ventilateur à l'une des extrémités pour assurer le mouvement de l'air et ventilation radiale. Dans les grosses machines, on utilise la ventilation radiale symétrique, le fluide de refroidissement étant dirigé perpendiculairement à l'arbre. Il est possible d'utiliser aussi un ventilateur radial qu'un ventilateur axial pour engendrer la pression nécessaire pour vaincre les pertes de charge du circuit de refroidissement.

■ **Paliers:** les paliers soutiennent le rotor et assurent sa libre rotation. Les déplacements axiaux sont bloqués par un calage longitudinal sur l'un des paliers, l'autre palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre.

IV.2.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le branchement est très simple, trois fils amènent le courant de la ligne à l'enroulement du stator. Le rotor est en court-circuit, dès que le stator est alimenté par des courants triphasés de pulsation ω_s il se produit un champ tournant, si le bobinage statorique comprend $(2p)$ pôles, ce champ tourne à la vitesse angulaire ($\Omega_s = \omega_s / p$), dite vitesse de synchronisme.

Ce champ balaie les conducteurs du rotor et y induit des f.é.m, le rotor étant en court-circuit, ces f.é.m y produisent des courants induits. Ces courants, placés dans le champ tournant forment un couple, le rotor étant libre, ce couple le fait tourner. Le sens de rotation est tel que, d'après la loi de Lenz, la rotation s'oppose à la cause qui lui donne naissance, cette cause est le déplacement du champ par rapport aux conducteurs du rotor. Le rotor tourne donc pour rattraper le champ, mais il ne peut tourner aussi vite, car il n'y aurait plus déplacement du champ par rapport au rotor, donc plus de courants induits et plus de couple.

C'est parce que le mouvement du rotor n'est pas synchrone de celui du champ que ce moteur dit asynchrone. Le point essentiel qui différencie les moteurs asynchrones des moteurs à courant continu est que seul l'enroulement primaire est alimenté par une source extérieure, le courant secondaire étant produit par induction comme dans un transformateur [83].

IV.3 MISE EN EQUATIONS ET PROBLEMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes.

IV.3.1 La modélisation électromagnétique du moteur asynchrone

Il existe principalement deux types de modélisations: les modèles externes qui donnent des schémas électriques équivalents des machines et les modèles internes qui s'attachent à résoudre les équations de l'électromagnétisme à l'intérieur de la machine à l'aide de méthodes, souvent numériques [73].

IV.3.1.1 Les modèles externes

Ces modèles sont basés sur une représentation de la machine en termes de circuits couplés, l'approximation classique considère que les mutuelles entre les circuits stator et rotor sont à variation sinusoïdale en fonction de la position du rotor par rapport au stator.

Ces modèles ne sont évidemment utilisables que dans la mesure, où les circuits sont parfaitement identifiés. C'est toujours le cas pour les circuits statoriques où les conducteurs sont subdivisés, mais dans le cas des rotors à cage profonde, cette identification est moins claire. La démarche est explicitée ci-dessous [73, 83-86].

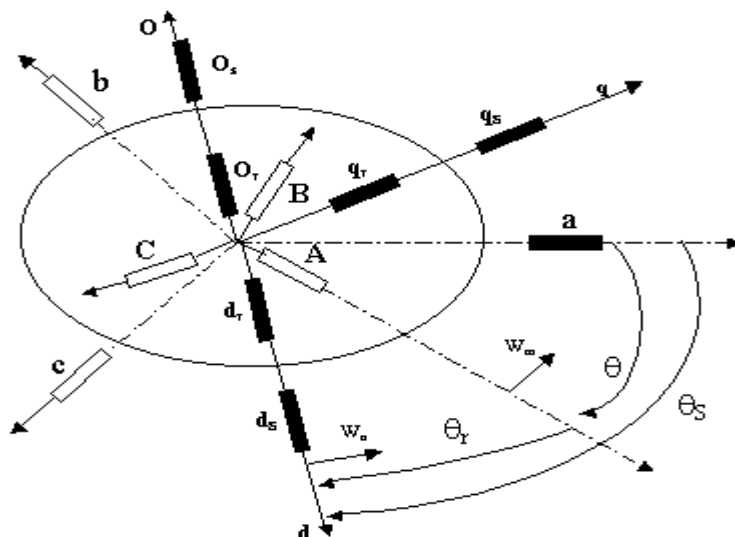


Fig. (IV. 2): Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents pour MAS

Les bobinages du stator, quand ils sont excités par un voltage triphasé balancé, créent un champ magnétomoteur tournant dans l'entrefer de la machine. La vitesse de rotation du champ est donnée par:

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{IV. 1})$$

où : Ω_s est la vitesse synchrone, p le nombre de paire de pôles des bobinages, le rotor tourne à la vitesse $\omega_m < \omega_s$, c'est l'interaction du flux de l'entrefer et la force magnétomotrice du rotor qui produit le couple moteur. Les f.é.m induites dans le rotor dépend de la vitesse relative des conducteurs du rotor par rapport au champ tournant, cette vitesse est dite vitesse de glissement.

Le champ magnétique tourne à la vitesse de synchronisme (Ω_s), le rotor tourne à la vitesse (Ω_m), la vitesse du glissement est ($\Omega_s - \Omega_m$). Par définition, le glissement d'un moteur asynchrone est le rapport:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{N_s - N_m}{N_s} \quad (\text{IV. 2})$$

avec: ω_s , ω_r représentent les pulsations statoriques et rotoriques respectivement;

N_s , N_m représentent le nombre de spires statoriques et rotoriques respectivement.

Le domaine de fonctionnement peut être divisé au zones essentielles suivantes:

- Si $g > 1$: le moteur tourne en sens inverse du champ tournant et il est soumis à un couple de freinage lors d'un freinage par inversion de phase;
- Si $0 < g < 1$: ou la zone de démarrage du moteur, donc la machine fonctionne en moteur;
- A l'arrêt $g=1$ car $N_m=0$;
- Au synchronisme $g=0$ car $N_m=N_s$;
- Si $g < 0$: la machine asynchrone devient génératrice.

- Les équation aux tensions et aux flux sont établies sous formes matricielles:

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{abc}] = [R_s] \cdot [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (\text{IV. 3a}) \\ [V_{ABC}] = [R_r] \cdot [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \quad (\text{IV. 3b}) \\ [\Psi_{abc}] = [L_s] \cdot [i_{abc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{ABC}] \quad (\text{IV. 4a}) \\ [\Psi_{ABC}] = [M_{sr}]^t \cdot [i_{abc}] + [L_r] \cdot [i_{ABC}] \quad (\text{IV. 4b}) \end{array} \right.$$

avec: $[R_s]$, $[R_r]$ représentent la matrice des résistances statoriques et rotoriques respectivement;
 $[L_s]$, $[L_r]$ représentent la matrice des inductances propres statoriques et rotoriques respectivement;
 $[M_{sr}]$, $[M_{sr}]^t$ représentent la matrice des inductances mutuelles statoriques-rotoriques et rotoriques-statoriques respectivement;
 $[V_{abc}]$, $[V_{ABC}]$ représentent le vecteur des tensions statoriques et rotoriques respectivement;
 $[i_{abc}]$, $[i_{ABC}]$ représentent le vecteur des courants statoriques et rotoriques respectivement;
 $[\Psi_{abc}]$, $[\Psi_{ABC}]$ représentent le vecteur des flux statoriques et rotoriques respectivement;

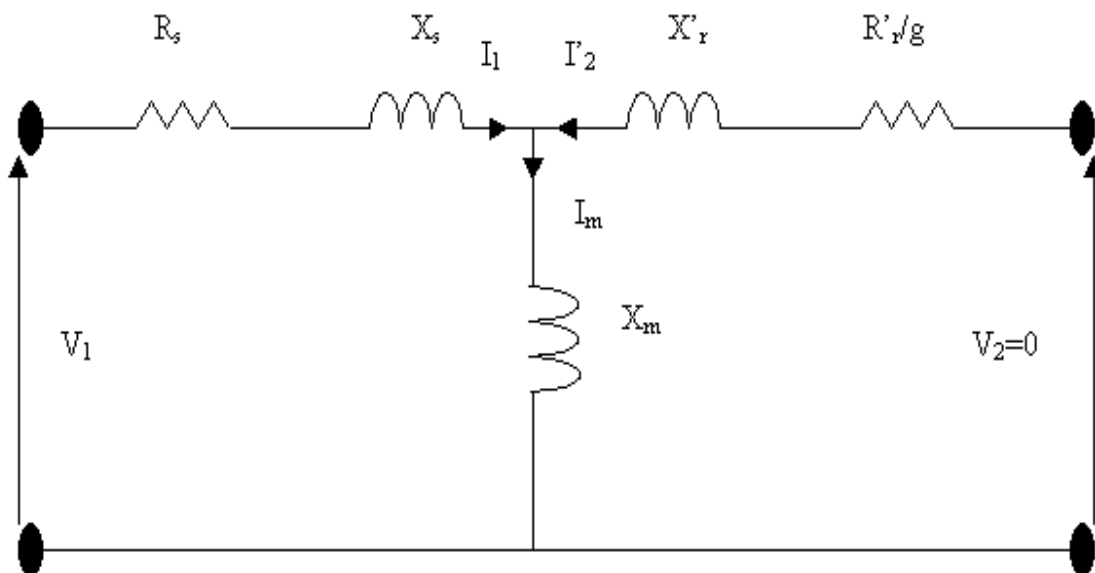


Fig. (IV. 3): Schéma monophasé équivalent d'un moteur asynchrone

La théorie des axes d-q est normalement utilisée pour le modèle dynamique, dans cette théorie les paramètres qui varient avec le temps sont éliminés, les variables et les paramètres sont exprimés dans les axes de quadrature q et direct d, qu'ils soient tournants ou stationnaires.

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Ainsi les enroulements statoriques a, b, c sont remplacés par trois enroulements ds, qs, os et les enroulements rotoriques A, B, C par dr, qr et or. La transformation de Park dite aussi des deux axes (d, q), permet de définir la matrice unique de transformation des grandeurs (i, V, Ψ), cette matrice est définie par:

$$[A(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 5})$$

- La transformation des grandeurs statoriques dans les axes dqo est définie par:

$$\left\{ \begin{array}{l} [i_{dqo}]_s = [A]_s [i_{abc}] \quad , \quad [i_{abc}] = [A]_s^{-1} [i_{dqo}]_s \end{array} \right. \quad (\text{IV. 6})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{dqo}]_s = [A]_s [V_{abc}] \quad , \quad [V_{abc}] = [A]_s^{-1} [V_{dqo}]_s \end{array} \right. \quad (\text{IV. 7})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Psi_{dqo}]_s = [A]_s [\Psi_{abc}] \quad , \quad [\Psi_{abc}] = [A]_s^{-1} [\Psi_{dqo}]_s \end{array} \right. \quad (\text{IV. 8})$$

- La transformation des grandeurs rotoriques dans les axes dqo est définie par:

$$\left\{ \begin{array}{l} [i_{dqo}]_r = [A]_r [i_{ABC}] \quad , \quad [i_{ABC}] = [A]_r^{-1} [i_{dqo}]_r \end{array} \right. \quad (\text{IV. 9})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{dqo}]_r = [A]_r [V_{ABC}] \quad , \quad [V_{ABC}] = [A]_r^{-1} [V_{dqo}]_r \end{array} \right. \quad (\text{IV. 10})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Psi_{dqo}]_r = [A]_r [\Psi_{ABC}] \quad , \quad [\Psi_{ABC}] = [A]_r^{-1} [\Psi_{dqo}]_r \end{array} \right. \quad (\text{IV. 11})$$

- Les équations du flux statoriques et rotoriques dans les deux axes d et q sont données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M_{sr} \cdot i_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M_{sr} \cdot i_{qr} \\ \Psi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M_{sr} \cdot i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M_{sr} \cdot i_{qs} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(IV. 12a)} \\ \text{(IV. 12b)} \\ \text{(IV. 12c)} \\ \text{(IV. 12d)} \end{array}$$

- Le couple électromagnétique développé par le champ tournant est donné par:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad \text{(IV. 13)}$$

- L'équation mécanique du mouvement est donnée par:

$$T_{em} - T_r = J \frac{d(\omega_m / p)}{dt} \quad \text{(IV. 14)}$$

On a choisit une référence liée au stator, donc le modèle dynamique de la machine est déterminé par le système matriciel suivant:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & 0 & PM & 0 \\ 0 & R_s + PL_s & 0 & PM \\ PM & \omega_r M & R_r + PL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & PM & -\omega_r L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(IV. 15)}$$

avec P : opérateur de Laplace;

T_{em}, T_r : représentent le couple électromagnétique et le couple résistant respectivement;

p : nombre de paire de pôles;

J : représente le moment d'inertie;

ω_m : représente les pulsations rotoriques.

- L'équation d'état du système est donnée par:

$$[L] \frac{d}{dt} [I] = [R] \cdot [I] + [V] \quad (\text{IV. 16})$$

avec:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R] = \begin{bmatrix} -R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r M & -R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M & 0 & \omega_r L_r & -R_r \end{bmatrix}$$

$$[I] = [I_{ds} \ I_{qs} \ I_{dr} \ I_{qr}]^t \quad \text{et} \quad [V] = [V_{ds} \ V_{qs} \ 0 \ 0]^t$$

Pour avoir une machine asynchrone idéalisée:

- On suppose l'entrefer d'épaisseur uniforme (négliger l'effet d'encoche);
- Armatures magnétiques du rotor et du stator cylindriques;
- Négliger la saturation, pertes par hystérésis et par les courants de Foucault dans le circuit magnétique;
- Négliger l'influence de la température et l'effet de peau dans l'enroulement;
- Ne considérer que la fondamentale (première harmonique d'espace de la distribution des f.é.m créées par chacune des phases des armatures);

IV.3.1.2 Les modèles internes

La méthode des éléments finis déjà décrite dans le deuxième et troisième chapitre, est basée sur la résolution numérique d'équations aux dérivées partielles. Son intérêt réside dans le fait qu'elle permet d'intégrer ces équations sur des géométries complexes en prenant en compte des lois de comportement non linéaires. Elle s'applique à des domaines très variés de la physique, notamment la machine asynchrone [84].

En régime dynamique, la modélisation par éléments finis est délicate lorsqu'il s'agit, en même temps, de suivre le mouvement et la diffusion lente du champ au niveau du rotor. Plusieurs techniques ont été mises au point afin de tenir compte du mouvement dans le cas de problèmes dynamiques [73].

En adoptant une approche Lagrangienne, les équations, gouvernant la diffusion du champ électromagnétique, sont résolues numériquement et de façon indépendante par rapport à deux référentiels: l'un fixe lié au stator et l'autre mobile lié au rotor. La difficulté réside dans le couplage de ces deux champs. Nous décrivons ci-dessous une méthode rencontrée dans une modélisation par éléments finis.

Cette méthode consiste à créer une bande d'éléments réguliers dans l'entrefer qui relie la géométrie du stator à celle du rotor, figure (IV. 4) . Le rotor peut tourner d'un angle quelconque, cependant au fur et à mesure que l'angle de déplacement augmente, la distorsion des éléments de la bande de roulement augmente aussi, ce qui provoque des difficultés d'ordre numérique (la méthode des éléments finis donne de bons résultats avec des éléments réguliers). Lorsque la distorsion est trop importante, il devient nécessaire de remailler la bande de roulement et d'optimiser la connexion des différents nœuds afin de garder un maillage satisfaisant [73], [87].

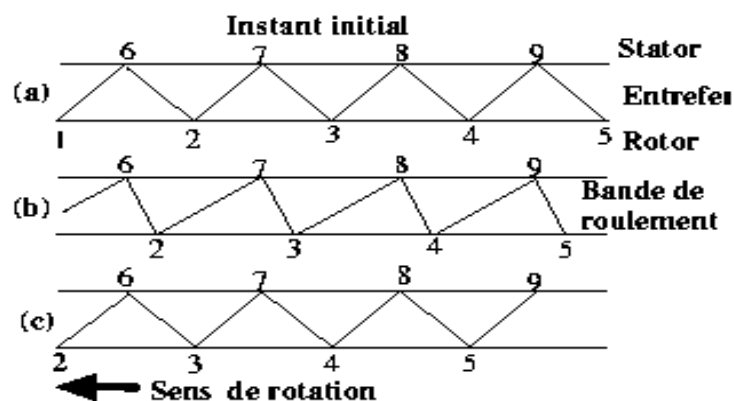


Fig. (IV. 4): Bande de roulement

(a) Position initiale, (b) Distorsion des éléments, (c) Modification du découpage

IV.3.1.3 Couplage des équations électriques et magnétiques dans un moteur asynchrone

Les concepteurs de dispositifs électrotechniques utilisent des modèles pour déterminer les caractéristiques de leurs futurs prototypes. De plus en plus, ils sont amenés à employer des logiciels fondés sur la méthode des éléments finis pour connaître à l'avance le comportement de leurs appareils. Ces logiciels deviennent de plus en plus performants, ils permettent notamment, à partir d'une géométrie précise de déterminer des grandeurs globales telles que la force, le couple, l'énergie...etc, ou des grandeurs locales comme la densité de courant en un point, le potentiel magnétique, l'induction,...etc. De plus certaines caractéristiques non linéaires des matériaux peuvent être prises en compte.

Ainsi, après avoir développé les méthodes classiques pour modéliser les machines électriques en 2D, nous avons mis en évidence la nécessité d'introduire des équations de circuit pour être capable de traiter simplement et de manière efficace tous les cas possibles. Parmi les diverses approches de couplages des équations électriques et magnétiques, on cite à titre d'exemple, la méthode de rebouchage, la méthode intégro-différentielle et la méthode directe, nous avons opté pour la méthode directe. Pour les équations de circuit nous avons choisi la méthode avec matrice d'impédance. Les conducteurs sont introduits dans les équations de circuit à partir de la relation courant-tension-potentiel vecteur magnétique établie pour chaque type de conducteurs. Ceci permet de traiter les cas des conducteurs bobinés où la densité de courant est supposée uniforme et des conducteurs massifs qui peuvent être le siège de courant de Foucault. Les circuits comportent aussi des résistances, des inductances, des capacités, des sources de courants ou de tensions, des diodes, des interrupteurs et des thyristors, tous ces composants peuvent être reliés entre eux de manière quelconque.

L'algorithme de Newton-Raphson permet de tenir compte de la non-linéarité des matériaux, notamment au niveau des courbes d'aimantation. Dans le cas de la recherche du régime permanent sinusoïdal, la formulation dite magnétodynamique utilisant la notation complexe permet de déterminer la solution en une seule résolution. En revanche, dans la recherche du régime transitoire, une discrétisation en pas en pas dans le temps doit être appliquée [87-102].

A partir des équations de Maxwell, le vecteur potentiel magnétique rapporté à la solution suivante:

$$\text{rot } \text{rot } \mathbf{A} + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \sigma \text{grad } V = 0 \quad (\text{IV. 17})$$

avec : ν , σ , V représentent respectivement, la permittivité magnétique, la conductivité électrique et le potentiel scalaire électrique.

Cette équation exprimée dans le repère fixe lié au stator nécessite pour la résoudre, une grille fixe, uniforme et finement discrétisée. A chaque pas de temps, il faut faire tourner le rotor, remailler l'ensemble du domaine et établir les relations entre le premier maillage et le nouveau. Cela revient à faire tourner la géométrie du rotor sans toucher à la base nodale de résolution.

La loi de l'ohm est écrite comme suit:

$$\mathbf{J} = -\sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{grad } V \right) \quad (\text{IV. 18})$$

Une méthode qui prend la limite représentant les courants de Foucault dans un conducteur massif, permet de résoudre (IV. 17) au moyen de variables complexes, en fait cela nous conduit à résoudre l'équation suivante:

$$\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = j\omega \sigma \mathbf{A} \quad (\text{IV. 19})$$

Par suite, les non linéarités des matériaux magnétiques des tôles de fer, la réductivité magnétique est variable. Pour résoudre ce problème, une méthode itérative de Newton-Raphson a été employée. La présence des sources sinusoïdales, avec les matériaux non linéaires mène à une variation de l'énergie magnétique stockée en fonction du temps. Afin de calculer l'énergie magnétique correspondant à une valeur maximal donnée de l'induction, une courbe équivalente de $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ a été employée et montré dans figure (IV. 23) . Dans le cas du moteur à induction, les courants du rotor ont la pulsation $g\omega$, où g représente le glissement propre de l'harmonique de rang n du rotor. Afin de pouvoir modéliser les courants induits dans le rotor, la pulsation $g\omega$ sera considérée dans le rotor. Cette hypothèse, cependant, mène à une représentation fautive des harmoniques de l'espace, dont la pulsation est alors:

$$(1-n(1-g))\omega \quad (\text{IV. 20})$$

Tous ces hypothèse, nous amène à résoudre les deux équations suivantes:

$$\begin{cases} \text{rot} \text{ rot } \mathbf{A} + j\sigma g\omega \mathbf{A} + \sigma \text{ grad } V = 0 & \text{(IV. 21)} \\ \mathbf{J} = -j\sigma g\omega \mathbf{A} - \sigma \text{ grad } V & \text{(IV. 22)} \end{cases}$$

IV.3.1.3a Equations du rotor

La formulation des d'éléments finis des deux équations (IV. 21) et (IV. 22), nous ramène au système suivant des équations dans le cas des conducteurs massifs.

$$\begin{cases} ([S] + jg\omega [L])[A] - [C][\Delta V] = 0 & \text{(IV. 23)} \\ -j\omega g [R][C]^t [A] + [\Delta V] = [R][D]J & \text{(IV. 24)} \end{cases}$$

avec: $C_{ij} = L \iint_{\Omega} \sigma \alpha_i d\Omega$

$$S_{ij} = L \iint_{\Omega} \text{grad } \alpha_i \text{ grad } \alpha_j d\Omega$$

$$L_{ij} = L \iint_{\Omega} \sigma \alpha_i \alpha_j d\Omega$$

$$R_{kk} = R_k = \frac{L}{\int_{\Omega} \sigma ds}$$

$[\Delta V]$: représente la différence de potentiel, avec S et L sont la surface et la longueur du conducteur, D représente un vecteur des sens de conducteurs dont les termes valent 1 ou -1 , J est le courant total parcourant le circuit.

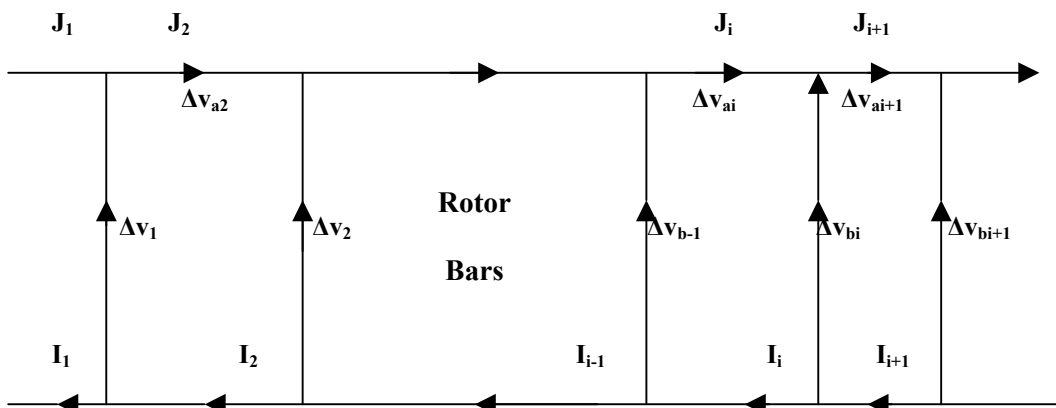


Fig. (IV. 5): Le raccordement des barres et des extrémités-anneaux

Pour résoudre ce système, il faut en connaître les sources d'alimentations électriques, nous avons le choix entre des sources de courants et des tensions. Il faudra connaître les connections entre les différentes régions afin de décrire des circuits électriques tels que des bobines par exemple.

Mais les barres du rotor sont des conducteurs massifs reliés ensemble au moyen des extrémités d'anneaux, chaque partie de l'anneau situé entre deux barres peuvent être considérées comme impédance externe. Le rotor est alors décrit par le circuit polyphasé de figure (IV. 5).

avec r_a et x_a représentent la résistance et la réactance d'une partie de l'anneau, concernant figure (IV. 5), nous obtenons les équations suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta V_{bi-1} = 2\Delta V_{ai} + \Delta V_{bi} \\ I_i = -J_{i+1} + J_i \\ \Delta V_{ai} = (r_a + jg x_a) J_i \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(IV. 25)} \\ \text{(IV. 26)} \\ \text{(IV. 27)} \end{array}$$

Si M c'est une matrice (nXn) définis comme suit:

$$[M] = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 1 & -1 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{(IV. 28)}$$

Alors les deux équations (IV. 25) et (IV. 26), donnent le système d'équations suivant sous forme matricielle:

$$\left\{ \begin{array}{l} [I] = [M][J] \\ [\Delta V_a] = -\frac{1}{2}[M]^t [\Delta V_b] \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(IV. 29)} \\ \text{(IV. 30)} \end{array}$$

En substituant (IV. 25) avec (IV. 29) et (IV. 30), on obtient:

$$(r_a + jg x_a)[I] = -[T][\Delta V] \quad \text{(IV. 31)}$$

Avec $[T]=\frac{1}{2}[M].[M]^t$ est une matrice symétrique de bande. En conclusion, (IV. 24) devient, dans le cas du rotor:

$$j\omega g[R][C]^t[A]+(1+[R][T]/(r_a+jg x_a))[\Delta V]=0 \quad (\text{IV. 32})$$

Les courants dans les barres peuvent être obtenus par l'équation (IV. 31), la résistance et la réactance des extrémités des anneaux sont calculées en utilisant des méthodes analytiques.

IV.3.1.3b Equations du stator

Les enroulements du stator sont faits de conducteurs fins dans lesquels l'effet de peau est considéré négligeable, dans ce cas particulier, il est possible de trouver une formulation qui représente un enroulement alimenté par la tension. Considérons N_S le nombre de spires relié à une impédance externe et fourni par une source sinusoïdale de tension comme montré dans figure (IV. 6), la loi d'ohm s'écrit comme suit:

$$E=Z_{ext}.I+\sum_{k=1}^{N_S}(\Delta V_{1k}-\Delta V_{2k}) \quad (\text{IV. 33})$$

avec : Z_{ext} est l'impédance extérieure connectée aux conducteurs.

En appliquant l'équation (IV. 18) dans les N_S conducteurs, N_S équations sont combinés pour donner la formulation suivante:

$$-j\omega [C]^t [A]+[R]^{-1}[\Delta V]=[D] I \quad (\text{IV. 34})$$

Une combinaison linéaire de l'équation (IV. 33) et l'équation (IV. 34) donne:

$$j\omega [D]^t [C]^t [A]+(Z_{ext}+\sum_{k=1}^{N_S} R_k) I=E \quad (\text{IV. 35})$$

avec: $C'_{ij}=N_S \frac{L}{S_k} \iint \alpha_i . d\Omega$

Puisque les conducteurs sont minces, et compte tenu du sens des conducteurs, nous obtenons:

$$[S][A]-[C][D].I=0 \quad (\text{IV. 36})$$

Les coefficients S , C , D ont déjà été définis précédemment.

Le processus itératif par tension est la partie la plus importante pour faire le calcul des caractéristiques comme par exemple: courant-vitesse et couple-vitesse. Cette méthode est basée sur l'équation bien connue de la tension de phase du stator:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \cdot (R_1 + j \cdot X_1) - \underline{E}_i \quad (\text{IV. 37})$$

La valeur moyenne du vecteur potentiel magnétique est définie comme suit:

$$\underline{A}_{av} = \frac{1}{S_1} \cdot \iint_{(S_1)} \underline{A} ds \quad (\text{IV. 38})$$

Avec S_1 est la surface totale des conducteurs dans un enroulement de phase statorique, la différence de tension entre la tension calculée et la tension réelle peut être calculée comme suit:

$$V_{\text{erreur}} = \frac{|U_t - U_1|}{U_t} \quad (\text{IV. 39})$$

Si la valeur de l'erreur ci-dessus de la tension n'est pas acceptable, il est nécessaire de traiter avec le processus de correction du courant, ce processus contient deux étapes:

- D'abord, calcul de l'impédance total de phase de la machine à induction par:

$$\underline{Z}_t = R_1 + j \cdot X_1 - \frac{\underline{E}_i}{\underline{I}_1} \quad (\text{IV. 40})$$

- Deuxièmement, le calcul de la nouvelle valeur du courant par:

$$\underline{I}_1^{(\text{nouveau})} = \frac{U_t}{\underline{Z}_t} \quad (\text{IV. 41})$$

Le calcul numérique des caractéristiques du couple en fonction de la vitesse du moteur à induction est basé sur les équations fondamentales de la théorie des machines à induction, comme suit:

$$T_m = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (\text{IV. 42})$$

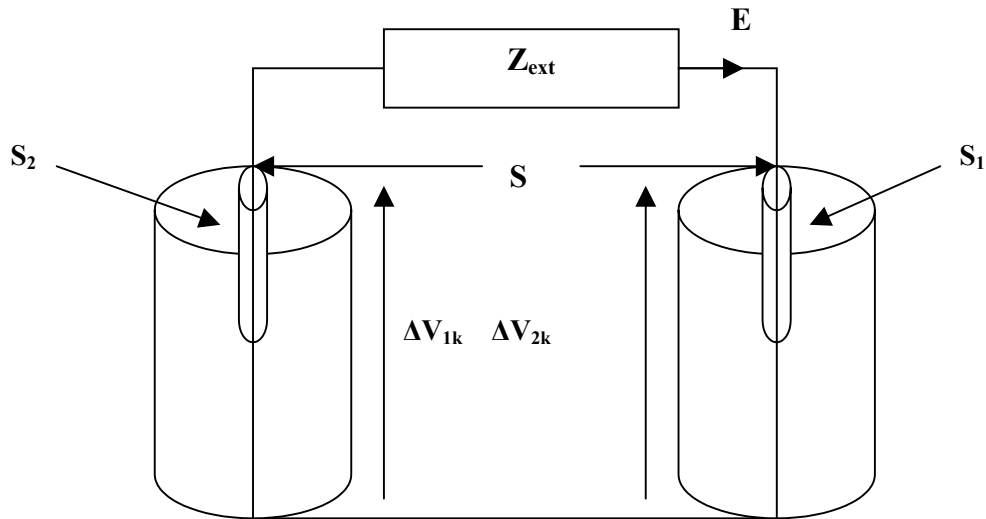


Fig. (IV. 6): Description d'une spire

IV.3.2 Résultats de la modélisation électromagnétique du moteur asynchrone

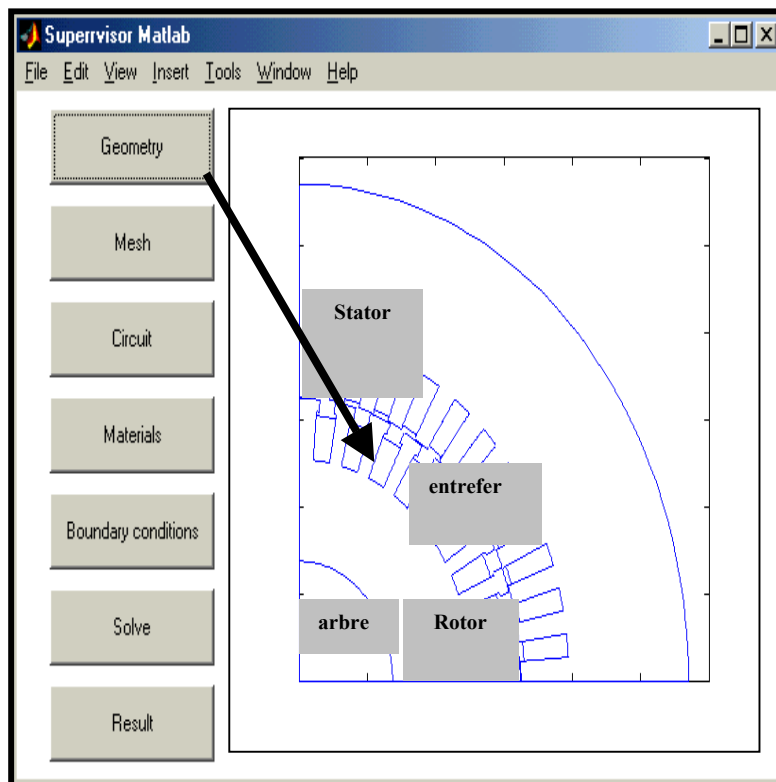


Fig. (IV. 7): Géométrie du moteur asynchrone étudié sous Matlab

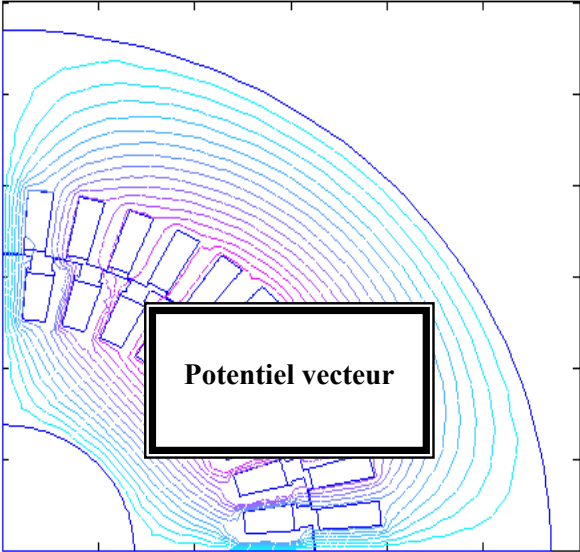


Fig. (IV. 8):Distribution des lignes isovaleurs du potentiel dans un quart du MAS

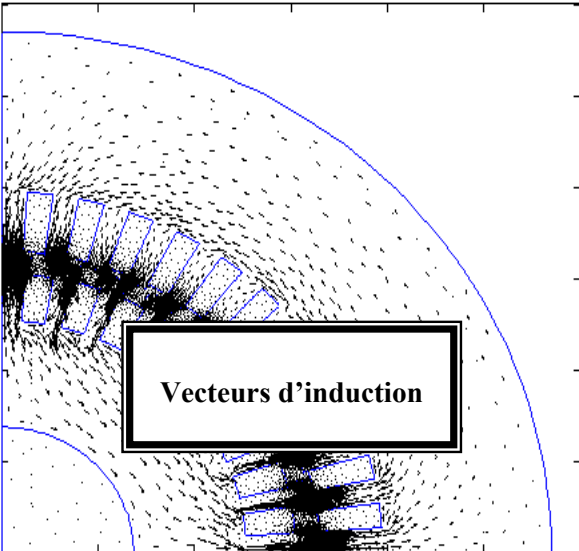


Fig. (IV. 9):Vecteurs d'induction dans un quart du MAS

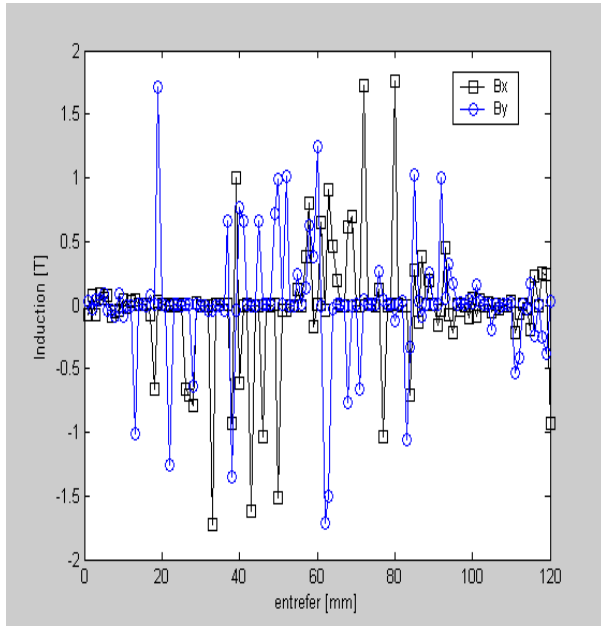


Fig. (IV. 11): Composantes de l'induction B_x et B_y dans le MAS

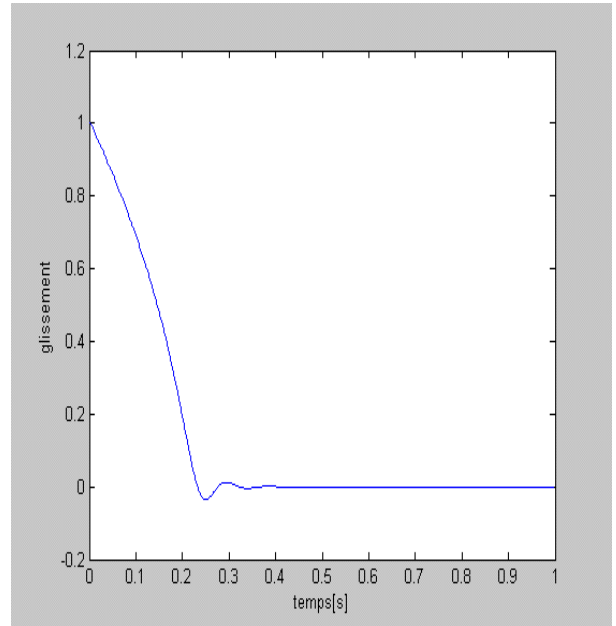


Fig. (IV. 12): Glissement dans le MAS

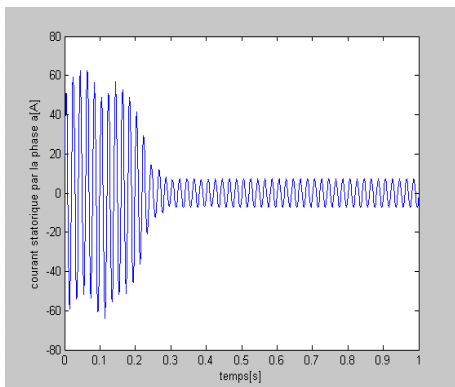


Fig. (IV. 13): Courant statorique par la phase a

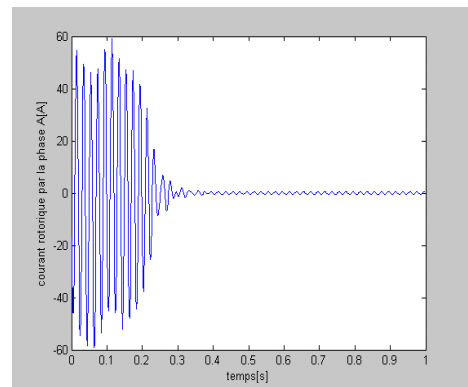


Fig. (IV. 14): Courant rotorique par la phase A

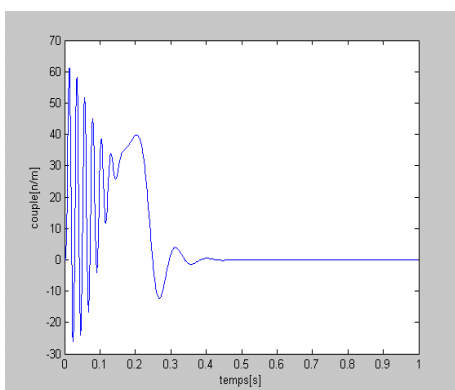


Fig. (IV. 15): Couple électromagnétique

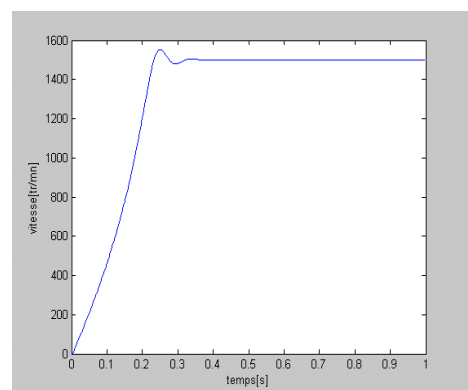


Fig. (IV. 16): Vitesse de rotation

La figure (IV. 7) représente la géométrie du moteur asynchrone à cage choisis pour l'étude du couplage des équations électriques et magnétiques réalisées sous Matlab. La figure (IV. 8) et (IV. 9) représentent respectivement la distribution des lignes isovaleurs du potentiel vecteur magnétique et les vecteurs d'induction dans le moteur à induction, on a choisi de faire la modélisation d'un quart du dispositif à cause de la symétrie du moteur. Après avoir terminé les différentes étapes de CAO du moteur asynchrone réalisée sous Matlab, on a déterminé les trois courbes qui montrent la variation du flux le long de l'entrefer, la composantes de l'induction B_x et B_y de l'induction dans ce type de machine, les résultats issus sont représentés sur la figure (IV. 10). Les figures (IV. 11) à (IV. 16) représentent l'évolution électromagnétique de la machine asynchrone étudiée. La machine asynchrone à un problème de démarrage et des oscillations très remarquées des courants statoriques et rotoriques dus à la composante du couple en fonction de la tension rotorique. On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à cinq fois environ le courant nominal, après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur. L'oscillations du couple est l'élément marquant, après disparition du régime transitoire, le couple tend vers zéro puisque l'on a annulé le couple résistant. Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse en régime permanent.

IV.4 OPTIMISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE PAR CAO/ANN's

Le but de ce chapitre est de rechercher une méthode permettant de faire intégralement la synthèse et l'optimisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil en utilisant la conception assistée par ordinateur (CAO) et les réseaux de neurones (ANN's).

IV.4.1 Problématique de CAO optimisée du moteur asynchrone

Une estimation grossière permet de penser que plusieurs centaines de millions de machines électriques tournantes fonctionnent actuellement dans le monde dont 80% au moins sont des machines d'induction. Parmi celles-ci, nous pouvons distinguer deux grandes catégories: les machines à rotor bobiné et les machines à cage d'écureuil. Ces dernières sont les plus répandues, à cause:

- de leur simplicité de construction, la cage étant presque toujours en aluminium coulé du moins pour les machines dont la puissance est inférieure à quelques centaines de kW;
- de la robustesse du rotor;

Il se trouve, malheureusement, que les machines d'induction à cage d'écureuil coulée en aluminium présentent plusieurs phénomènes gênants pour leur bon fonctionnement. Ces phénomènes sont en général:

- un trou de couple pour une vitesse voisine de la moitié ou du tiers de la vitesse nominale. Ceci entraîne que le moteur tourne à des vitesses anormales et se trouve dans des conditions électriques proches de celles du démarrage, c'est à dire le courant statorique est quatre à cinq fois plus grand que le courant nominal, le moteur est alors détruit en quelques secondes;
- des couples synchrones, pour une vitesse en général égale au septième ou au treizième de la vitesse de synchronisme. Comme dans le cas précédent, le moteur peut se stabiliser à une vitesse de rotation très faible et être détruit en quelques secondes;
- des couples asynchrones pour les mêmes vitesses que précédemment;
- un échauffement anormal, bien que le moteur se soit stabilisé à son point de fonctionnement nominal. L'énergie thermique dissipée peut être considérable et conduite à la cuisson des

isolants de la machine, donc à sa destruction. De plus cet échauffement semble aléatoire, c'est-à-dire que pour deux moteurs construits de façon identique et fonctionnant dans les mêmes conditions, l'un peut avoir une température moyenne de 60°C et l'autre une température de 120°C. Ces diverses anomalies ne sont pas explicables par la théorie classique [103].

On a choisis ce derniers point dans notre étude parce que une machine électrique tournante est constitué de corps solides et généralement d'un seul fluide, dans lequel le passage de courants électriques et le mouvement de rotation s'accompagnent de pertes d'énergie qui se traduisent par la transformation d'une partie des énergies électriques et mécaniques en énergie thermique et donc par des élévations de la température à l'intérieur de certaines éléments. L'évolution vers l'équilibre thermique se fait par transfert de la chaleur, essentiellement par conduction thermique, des parties actives généralement internes, où elle est générée, aux parties externes ou en contact avec l'extérieur où elle est cédée au milieu environnant par convection et rayonnement. L'échauffement des éléments internes de la machine qui résulte de cette production de chaleur est d'autant plus important que les échanges à l'intérieur et l'aptitude à céder de la chaleur à l'extérieur sont plus faibles.

Un des principaux problèmes de la construction et de l'exploitation des machines électriques est donc la réalisation et le fonctionnement d'un système de refroidissement efficace qui facilite ces échanges. Les configurations des systèmes de refroidissement sont très diversifiés et elles dépendent du type de la machine considérée, de sa puissance, et du prix de revient souhaité, on rencontre ainsi:

- le refroidissement naturel où l'évacuation de la chaleur est simplement facilitée par l'extension au moyen d'ailettes de la surface extérieure;
- l'autoventilation intérieure par ventilateur associé à la partie tournante de la machine;
- l'autoventilation extérieure par refroidissement de la surface extérieure de la machine, les parties actives étant protégées de l'accès par l'air ambiant;
- le refroidissement indépendant dans lequel la circulation du fluide réfrigérant, parfois différent de l'air ambiant, est assuré par un dispositif extérieur indépendant.

A partir d'une certaine taille et d'une certaine puissance, les machines tournantes sont largement pourvues de canaux de ventilations internes, pratiqués dans les circuits magnétiques, et parfois par des faisceaux de conducteurs, soit radialement soit axialement. Elles sont parfois pourvues d'échangeurs extérieurs et utilisant alors des fluides réfrigérants efficaces et adaptés. Dans ces derniers cas, un circuit de refroidissement spécialement conçu ayant été prévu, une détermination convenable des échanges thermiques est possible [104].

IV.4.2 Résultats de CAO optimisée du moteur asynchrone

Dans cette étude basée sur l'optimisation du moteur asynchrone par CAO, on a choisis de faire l'analyse et la synthèse selon deux étapes.

La première étape consiste à étudier le moteur asynchrone selon trois approches, représentées sur les figures (IV. 19). Le model **A** de tension de l'ordre de 1150 V permet l'étude du moteur sans trous de ventilation, le model **B** représente le moteur avec des trous de ventilation dans le rotor et enfin le model **C** qui permet l'étude du model **B** avec des trous de ventilation dans le stator.

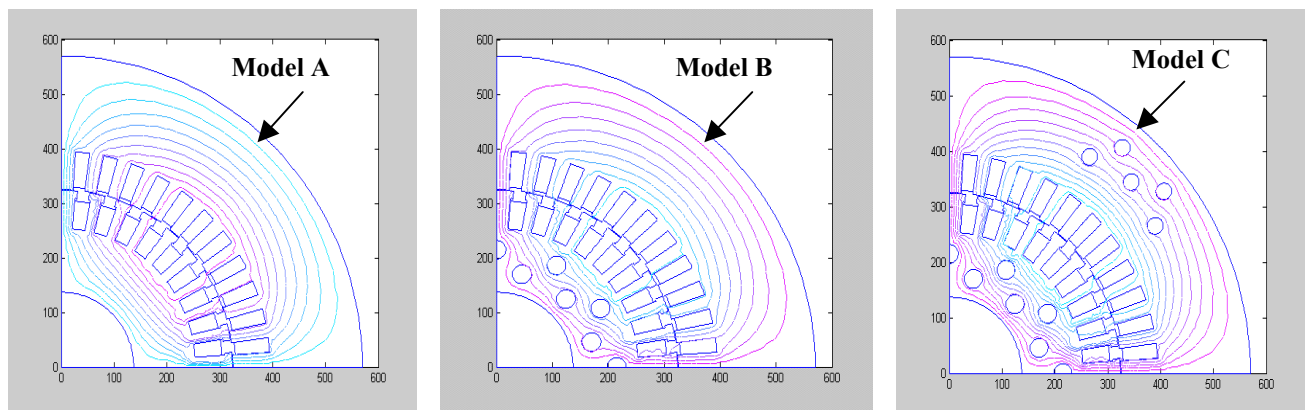


Fig. (IV. 19): Distribution du flux dans les trois configurations sous Matlab

Les positions et les tailles des trous de ventilation sur le modèle **B** et **C** ont été choisies de manière optimale en fonction du refroidissement et des caractéristiques du moteur étudié. La capacité d'écoulement de ventilation, la valeur de l'élévation de la température et d'autres paramètres qui ont été calculés sur ces modèles et résumés dans le tableau (IV. 1). Le modèle **A** est différent du modèle **B** et **C**, en ce qui concerne l'efficacité, le modèle **A**, a moins de perte du noyau mais les pertes du cuivre de l'enroulement ont permis l'élévation de la température. Contrairement, le modèle **B** et **C** ont moins de perte du cuivre mais les pertes dues au noyau sont augmentées.

On remarque que le courant est petit sur le modèle **A** mais les pertes dues au cuivre sont augmentées, de l'autre côté, les pertes du noyau sont réduite mais le rendement est inférieur par rapport aux modèles **B** et **C**. Par contre dans le modèle **B**, on voit une amélioration dans le rendement et les pertes ont diminués par rapport au autres modèles.

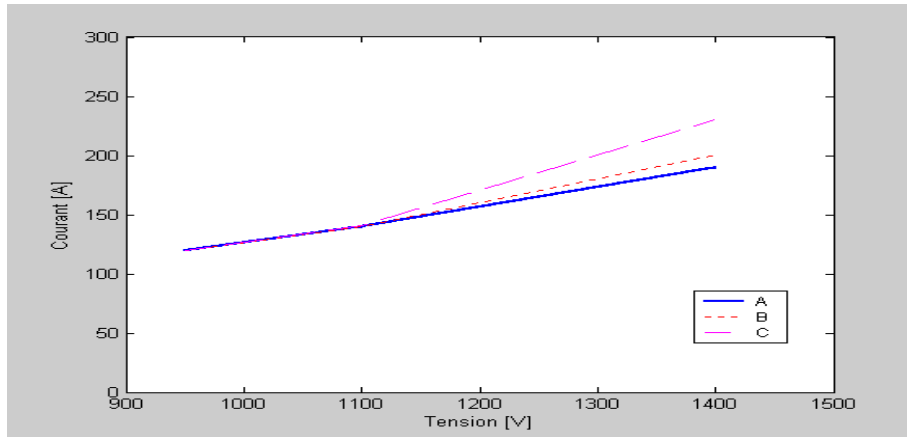


Fig. (IV. 20): Courant dans les trois modèles

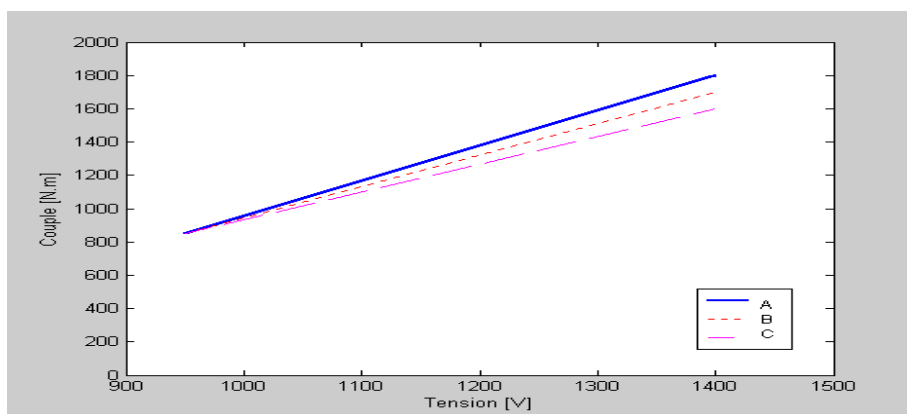


Fig. (IV. 21): Couple dans les trois modèles

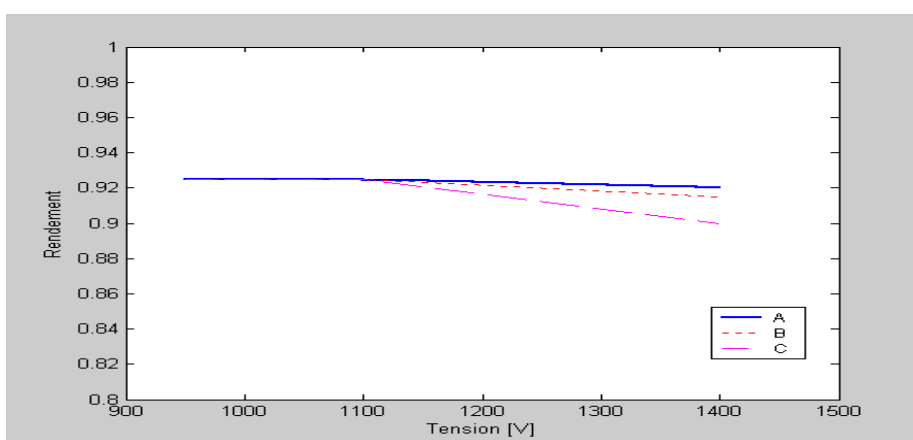


Fig. (IV. 22): Rendement dans les trois modèles

Tableau (IV. 1): Résultats des trois modèles

Model	Model A	Model B	Model C
Flux d'air (m ³ /min)	5.3	8.5	10.5
Température (K)	117	95	89
Tension (V)	1150	1150	1150
Glissement (%)	1.36	1.28	1.27
Courant de ligne (A)	137.8	138.0	138.3
Couple (Nm)	1141	1139	1139
Rendement (%)	93.33	93.75	93.63
Facteur de puissance	0.883	0.875	0.872
Pertes totales (kW)	14.51	14.11	14.31
Pertes cuivre statoriques (kW)	9.450	8.949	8.906
Pertes dans le noyau statoriques (kW)	3.685	3.697	3.887
Pertes cuivre rotoriques (kW)	2.722	2.544	2.522
Pertes dans le noyau rotoriques (kW)	0.085	0.089	0.089

Les figures (IV. 20), (IV. 21) et (IV. 22), représentent le courant, le couple et le rendement respectivement en fonction de la tension dans les trois modèles. La tension d'entrée des moteurs est déterminées à moins de 935 à 1400V et cette variation de tension à causé des changements dans les caractéristiques du moteur, de plus les trous de ventilation ont causés quelques effets indésirables. On remarque dans le model **A**, que les paramètres de commande n'ont pas changés théoriquement à cause de l'isolation qui peut être détruite quand la température de l'enroulement se lève brusquement. Sur le modèle **C**, le paramètre d'inductance à été changé parce que le flux magnétique n'a pas été augmenté par la saturation comparer au courant croissant. Sur le modèle **B**, on remarque une bonne exécution dans la commande du refroidissement, par la suite nous avons appliqué le modèle **B** pour étudier l'optimisation des trous de ventilation dans le moteur asynchrone par la deuxième approche.

Les machines tournantes sont beaucoup demandé et l'optimisation numérique des machines tournantes par l'analyse du champ électromagnétique est largement exécutée récemment. La demande de la compacité avait augmenté et les machines devrait ainsi être de puissance élevée, ceci fait la saturation magnétique et la génération de la chaleur par augmentation de volume d'unité. Pour empêcher l'élévation de la température, des trous de ventilation sont fournis dans le rotor, les trous de ventilation ont non seulement l'effet direct de rayonnement mais également l'effet de

ventilation dans l'entrefer en réduisant la résistance du flux d'air. La saturation magnétique cause une influence sur les augmentations du courant magnétisant et produit ainsi l'élévation de la température, par conséquent, on peut dire que la compacité des moteurs rend le problème de la saturation magnétique plus sérieux. Avec ce fond, nous étudions dans la deuxième approche le rapport entre le rotor, la configuration des trous de ventilation et la densité magnétique B dans l'entrefer issus des courbes de la première aimantation $B(H)$ représentée sur les deux figures (IV. 23a et b), nous exécutons ensuite une optimisation de forme des trous de ventilation. D'abord, appliquant la méthodologie de conception traditionnelle, nous déterminons le modèle de la machine tournante avec les trous de ventilation formés de cercle, en lesquels les divers problèmes sont particulièrement résolus. Nous considérons que ces trous comme configuration initiale dans la procédure de linéarisation. En second lieu, en employant l'analyse numérique, nous essayons d'améliorer la configuration des trous de ventilation du point de vue de la saturation magnétique. Nous exécutons une conception optimale des trous de ventilations, qui maximise l'effet de ventilation à condition que la valeur maximale du composant fondamental du flux dans l'entrefer soit maintenue constant. La modélisation de la machine et l'optimisation sera faite sous environnement Matlab/Flux 2D, la section des trous de ventilation pour une machine à induction est donné par:

$$S_{total} = N_{out}(\Pi a_{out} b_{out}) + N_{in}(\Pi a_{in} b_{in}) \quad (IV. 43)$$

avec N_{out} et N_{in} sont les nombres de trous de ventilation dans la couche extérieure et la couche intérieure respectivement.

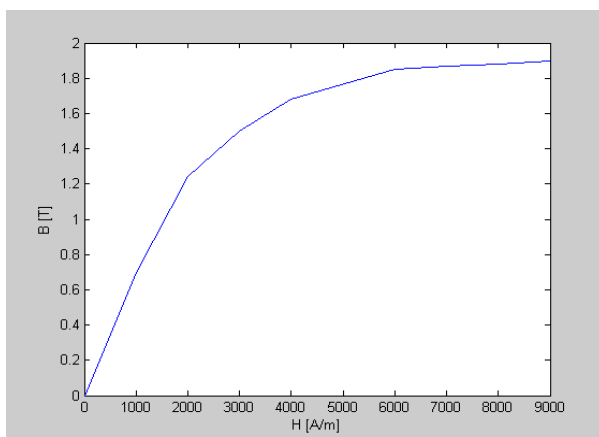


Fig. (IV. 23a): Courbe B(H) sous Matlab

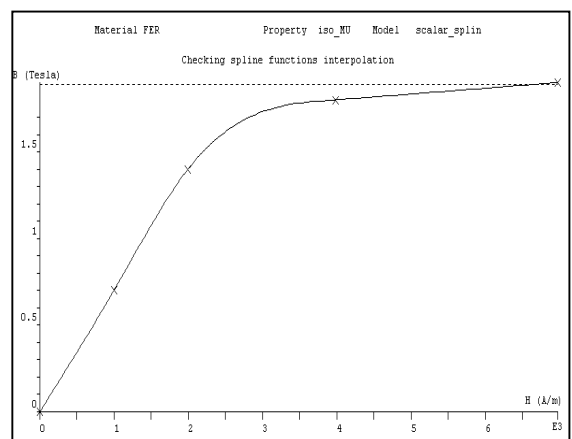


Fig. (IV. 23b): Courbe B(H) sous Flux 2D

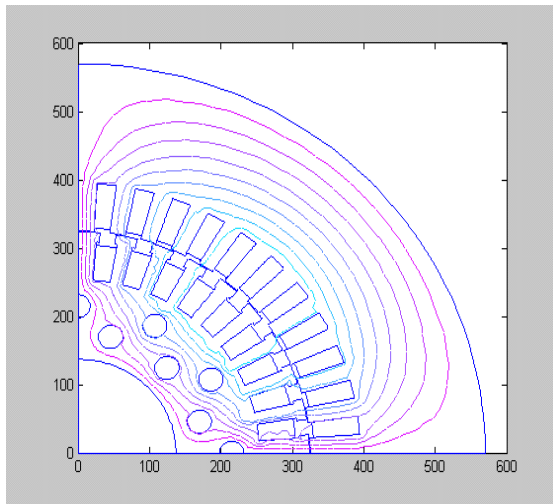


Fig. (IV. 24a): Distribution du flux dans la configuration initiale sous Matlab

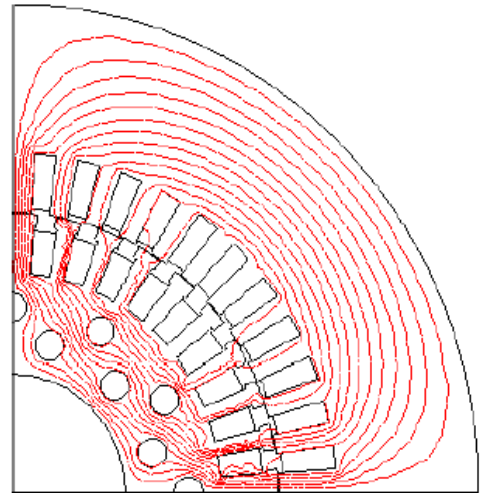


Fig. (IV. 24b): Distribution du flux dans la configuration initiale sous Flux 2D

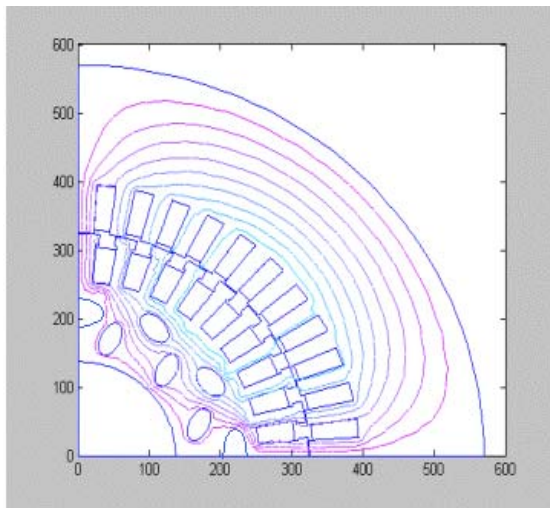


Fig. (IV. 25a): Distribution du flux dans la configuration finale sous Matlab

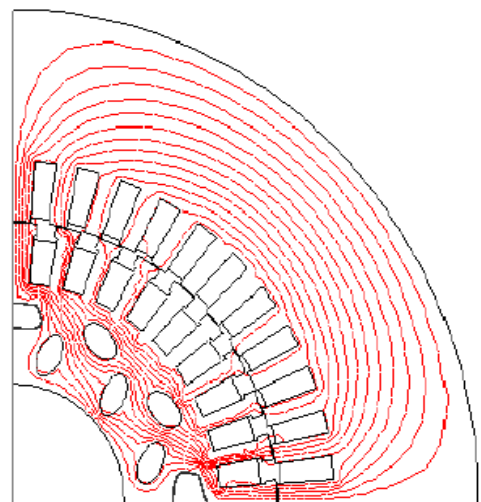


Fig. (IV. 25b): Distribution du flux dans la configuration finale sous Flux 2D

L'analyse préliminaire indique que la forme angulaire des trous de ventilation cause la saturation magnétique locale et la forme arrondie est ainsi préférable. Par conséquent, nous adoptons les trous formés par ellipse en raison de la fabrication facile et de la diminution des variables de conception.

Les figures (IV. 24a) et (IV. 24b), représentent la distribution du flux dans un quart du moteur asynchrone dans la première configuration en utilisant des trous de ventilation en forme de cercle. La densité du flux devient haute dans le secteur entre les trous de ventilation et les encoches, et entre les trous de ventilation près du pôle. Par conséquent, la saturation magnétique dans le secteur devient plus excessive. Les harmoniques de l'espace du flux sont provoqués par la saturation magnétique locale du rotor, Ceci provoque le bruit, l'oscillation et l'augmentation des pertes. Jugeant du résultat de la figure (IV. 25a) et (IV. 25b), on peut dire que la forme des trous de ventilation dans la couche externe devrait devenir une ellipse avec un plus long axe dans la direction circulaire. D'autre part, quant à la forme des trous de ventilation dans la couche intérieure, une ellipse avec un plus long axe dans la direction de rayon est préférable. Les résultats d'optimisation sont faites sous Matlab, valider par Flux 2D et récapituler dans le tableau (IV.2).

Tableau (IV. 2): Résultats d'optimisation du moteur asynchrone par CAO

Types de trous de ventilation	Variables [mm]	Section de ventilation [mm ²]	Fondamental de l'induction dans l'entrefer [T]
Configuration initiale (cercle)	12.000 (a_{in}) 12.000 (b_{in}) 12.000 (a_{out}) 12.000 (b_{out})	10857.34	0.71
Configuration finale (ellipse)	11.579 (a_{in}) 13.897 (b_{in}) 17.356 (a_{out}) 9.271 (b_{out})	12132.02	0.71

IV.4.3 Problématique d'optimisation du moteur asynchrone par les réseaux de neurones

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, le développement des matériaux utilisés,...etc, ont rendu possible l'implémentation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple. Cependant, de nombreux problèmes demeurent l'influence des variations des paramètres de la machine, le comportement en fonctionnement dégradé, la présence d'un capteur mécanique, le nombres élevés de variables, et la saturation magnétique sont

autant de difficultés qui ont aiguisé des chercheurs dans les laboratoires. En témoigne, le nombre sans cesse grandissant des publications qui traitent le sujet.

Bien que déjà présentés dans de nombreux domaines, les réseaux de neurones constituent, dans ce travail, une nouveauté dans le domaine de l'électrotechnique et plus particulièrement pour la CAO optimisée d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Nous avons voulu savoir quel pourrait être l'apport de ces méthodes appliquées à l'identification et à l'optimisation de ce genre de machine [74].

Des questions se posent alors naturellement: ces méthodes qui ne relèvent, en tout cas pas à première vue, d'une logique classique, peuvent-elles conduire à de meilleurs résultats? Sinon, que présentent-elles comme avantages et inconvénients par rapport aux techniques conventionnelles? Ce qui nous a le plus motivé dans ce travail, c'est qu'il comporte de nombreux volets et touche à plusieurs disciplines en même temps. Il comporte par-dessus la CAO du moteur asynchrone, et qui nous a permis de voir concrètement l'aboutissement à la finalité de l'étude, et l'utilisation de la CAO optimisée par les réseaux de neurones et qui fait ressortir les problèmes cruciaux de mise en œuvre, c'est à dire on a voulu faire une multiobjective étude basée sur l'optimisation du moteur asynchrone, en utilisant la conception assistée par ordinateur (CAO) et les réseaux de neurones artificiels (ANN's).

IV.4.4 Principes et définitions des réseaux de neurones artificiels

Les réseaux de neurones artificiels (ANN's) ne sont pas des dispositifs biologiques mais des circuits électroniques dont chaque bloc est considéré comme un simulateur du fonctionnement de la cellule.

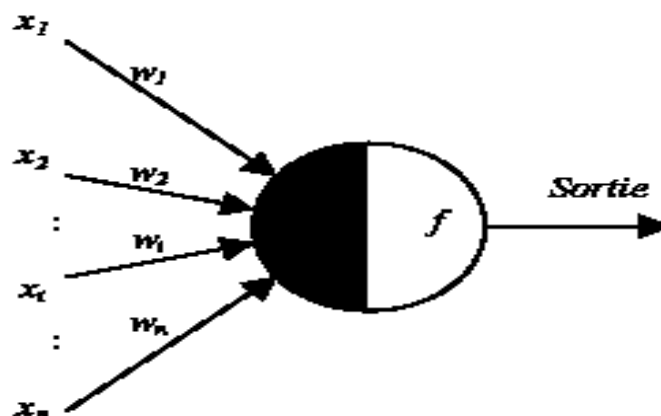


Fig. (IV. 26): Représentation d'un neurone

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par McCulloch et Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseaux de neurones interconnectés, la figure (IV. 26) présente un neurone formel.

Les entrées du neurone sont désignées par x_i ($i=1.....n$), les paramètres ω_i reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques, la sortie du neurone est donnée par:

$$\text{Sortie} = f(x) \quad \text{avec} \quad x = \sum_{i=1}^n \omega_i x_i \quad (\text{IV. 44})$$

x : est l'état d'activation du neurone;

f : est la fonction d'activation du neurone représenté sur la figure (IV. 27) et le tableau (IV. 3), conformément au modèle biologique, les fonctions d'activations sont généralement croissante et bornées. Les fonctions les plus connues sont la fonction signe, la fonction linéaire saturée et la fonction sigmoïde. Les réseaux de neurones sont constitués des neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle des synapses. L'information est portée par la valeur de ces poids tandis que la structure du réseau de neurones ne sert qu'à traiter cette information et à l'acheminer vers la sortie. Le réseau de neurones fait partie des réseaux adaptatifs non-linéaires, cela signifie que ses agents ou neurones s'organisent et modifient leurs liens naturels lors d'une procédure fondamentale qu'est l'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids ω_i .

Tableau (IV. 3): Fonctions d'activations non linéaires

<i>Nom</i>	<i>Formule</i>	<i>Caractéristique</i>
Seuil	+1 si $X > 0$ sinon 0	Non dérivable, forme échelon, positive
Seuil	+1 si $X > 0$ sinon -1	Non dérivable, forme échelon, moyen nulle
Sigmoïde	$1/(1+e^{-x})$	Dérivable, forme échelon, positive
Tangente Hyperbolique	$\text{Tanh}(X)$	Dérivable, forme échelon, moyenne nulle
Gaussienne	$e^{-(X^2/\sigma^2)}$	Dérivable, forme impulsion

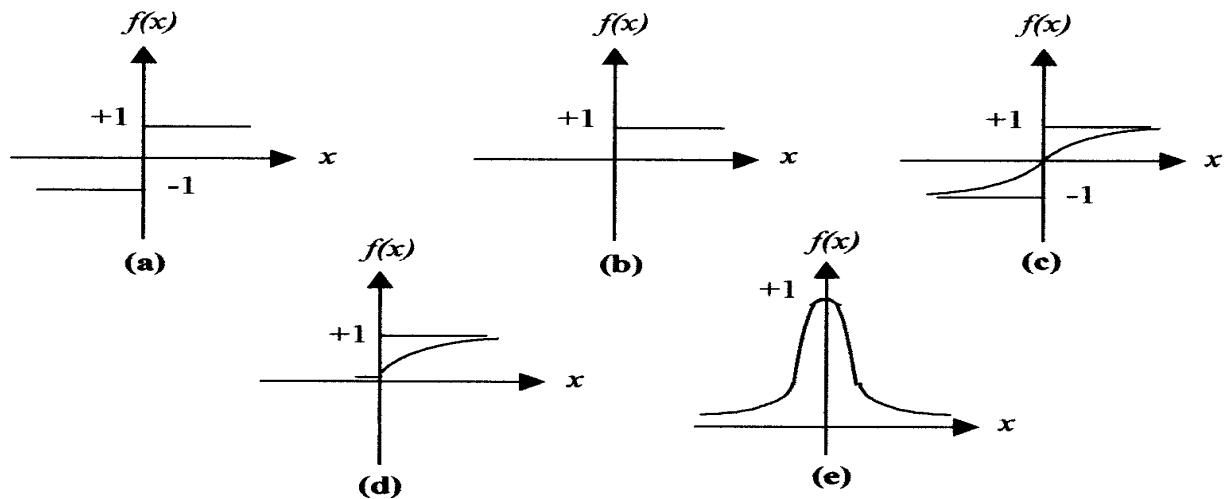


Fig. (IV. 27): Fonctions de seuil (d'activations)

(a) fonction échelon, (b) seuil linéaire, (c) activation hyperbolique, (d) seuil sigmoïde, (e) fonction de seuil gaussienne.

On peut classer les réseaux de neurones en deux grandes catégories, selon la dépendance de l'évolution de ceux-ci en fonction explicite du temps:

■ Les réseaux statiques (*FeedForward*), dans ce cas le temps n'est pas un paramètre significatif, en d'autres termes, la modification de l'entrée n'entraîne qu'une modification stable de la sortie, mais n'entraîne pas de retour d'information vers cette entrée. Les réseaux statiques «feedforward» sont des réseaux à couches, constitués d'une couche d'entrée, une couche de sortie et entre les deux au moins une couche composée de nombreux éléments de traitements non linéaires, appelée couche cachée. Les signaux des entrées se propagent de la première couche à la couche de sortie en passant par les couches cachées. Il n'y a pas de communications entre les unités de la même couche, d'où le nom de Feedforward.

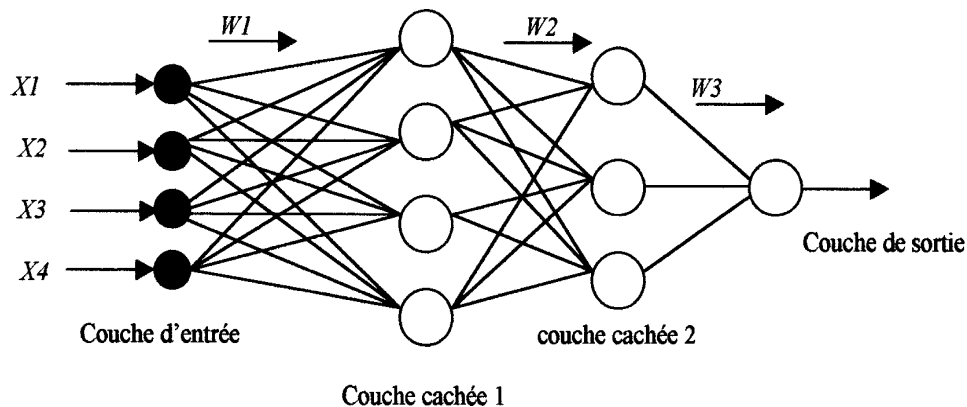


Fig. (IV. 28): Structure d'un réseau statique avec deux couches cachées

■ Les réseaux dynamique (*récurrents*), comme leurs noms l'indique, contiennent des rebouclages partiels ou totaux entre neurones, et ont donc une évolution dépendante du temps. Il faut bien distinguer la dépendance théorique, pour laquelle l'état du réseau à un certain instant dépend de son état à l'instant ou aux instants précédents, du temps nécessaire à obtenir une réponse dans le cas d'une réalisation matérielle ou d'une simulation sur ordinateur. Les réseaux de Hopfield sont des réseaux dynamiques, les critères motivant les choix d'un type de réseau sont la simplicité de mise en œuvre et l'efficacité des algorithmes d'adaptation appelés à répondre aux performances désirées du système, quelle que soit sa taille et sa complexité.

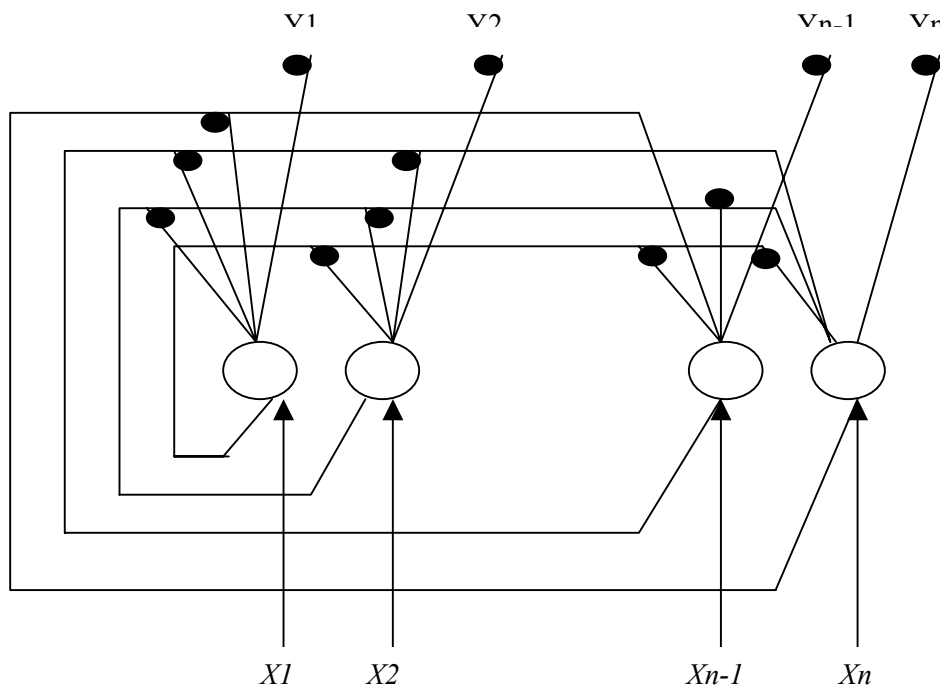


Fig. (IV. 29): Réseau de neurone dynamique

L'apprentissage des réseaux de neurones se conduit avec une méthodologie précise, la première, est la plus simple, connue sous le nom de règle de Hebb, date de 1949, elle indique que lorsque deux neurones sont excités en même temps, il faut modifier les coefficient synaptiques pour renforcer cette excitation simultanée. La règle de Windrow Hoff, établie en 1960, indique que la modification de ces coefficient est proportionnelle à l'erreur entre le résultat souhaité et le résultat réel aux valeurs d'entrée. La phase d'apprentissage consiste à modifier les poids jusqu'à obtention d'une stabilisation du réseau. C'est à dire, jusqu'à ce que les poids ne se modifient plus que d'une

façon minimale. L'approche mathématique, basée sur ce concept, sert à minimiser une fonction de coûts formulée autour de l'erreur de sortie. Alors l'adaptation commence, par les neurones de la couche de sortie, forcés de la bonne valeur, puis on fait varier légèrement les poids des neurones des couches précédentes. Il y a autant d'algorithmes d'apprentissage que de types de réseau, mais la question qui se pose, est-on absolument sûr de la stabilité du réseau !, question classique qui revient à s'assurer de la convergence des algorithmes d'apprentissage utilisés. Les procédures d'apprentissage peuvent se subdiviser, elle aussi, en deux grandes catégories.

- Apprentissage supervisé: dans ce cas, la connaissance a priori de la sortie désirée est nécessaire. On présente au réseau le vecteur d'entrée puis on calcule sa sortie, cette dernière sera comparée avec la sortie désirée, ensuite les poids sont ajustés de façon à réduire l'écart entre elles, cette procédure est répétée jusqu'à ce qu'un critère de performance soit satisfait.
- Apprentissage non supervisé: ne nécessite pas d'enseignement externe et se base uniquement sur les valeurs d'entrées sans fournir de réponse désirée, le réseau s'auto organise de façon à optimiser une fonction de coût.

L'un des problèmes de l'utilisation des réseaux de neurones consiste dans le choix de sa topologie. Par exemple, il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche intermédiaire. Ce choix est spécifique à chaque application, et à ce jour, ce ne sont que des choix arbitraires, dont on vérifie par la suite la validité. Une fois la structure est fixée, il faut passer par le processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation. Prenons le cas d'identification d'un processus qui comporte deux entrées, et une sortie, l'apprentissage va se faire sur un ensemble de triplet (x_1^0, x_2^0, y_s) . Pour chaque triplet, l'erreur entre les deux sorties, est calculée, elle est utilisée pour corriger les poids de la couche de sortie puis par rétro-propagation de l'erreur (*error backpropagation*), des erreurs intermédiaires, correspondant à la couche cachée sont ainsi calculées et permettent l'ajustement des poids ω_{ij} de la couche cachée [74, 108-112].

- L'activité du neurone j de la couche m est donnée par:

$$x_j^m = \sum_i \omega_{ij}^m y_i^{m-1} \quad (\text{IV. 45})$$

- La sortie du neurone j de la couche m est donné par:

$$y_j^m = f(x_j^m) \quad (\text{IV. 46})$$

ω_{ij}^m : est le poids reliant la sortie du neurone i de la couche précédente ($m-1$) au neurone j de la couche considérée m . Une variante permet d'introduire un terme inertiel qui aide à la convergence tel que:

$$\omega_{ij}^m(n) = \omega_{ij}^m(n-1) + \Delta\omega_{ij}^m(n) + \mu \Delta\omega_{ij}^m(n-1) \quad (\text{IV. 47})$$

On peut choisir la vitesse avec laquelle se fait la mise à jour des poids lors de l'apprentissage en agissant sur μ , il représente un facteur d'accélération appelé ici facteur d'apprentissage. Les poids vont être ajustés par une variation de $\Delta\omega_{ij}^m$.

- L'erreur globale sur l'ensemble d'apprentissage indicé (k), sur un cas plus général où l'on a plusieurs sorties, est donnée par:

$$E = \frac{1}{2} \sum_k \sum_j (y_{sj}(k) - y_j(k)) (y_s(k) - y(k)) \quad (\text{IV. 48})$$

L'introduction d'un concept de fonction d'énergie, mène à une explosion de travail sur les réseaux neurologiques. La fonction d'énergie a apporté une réponse élégante à un problème de la convergence des réseaux de neurones à un état stable, cette fonction est donnée par:

$$E(S) = -\frac{1}{2} \sum_{i=1} \sum_{j=0} W_{ij} y_{si} y_{sj}, \quad i \neq j \quad (\text{IV. 49})$$

Dans cette approche, la rétro-propagation des réseaux de neurones est adaptée pour des problèmes d'optimisation où le réseau neuronal recherche le meilleur arrangement des facteurs reliés ensemble. L'arrangement correspond au minimum global de la fonction d'énergie qui est employée dans la rétro-propagation pour faire des corrections d'erreurs où les modèles stockés correspond aux minimum locaux de la fonction d'énergie.

Les problèmes d'optimisation exigent une recherche pour le minimum global de la fonction d'énergie, sinon laissons simplement les réseaux de neurones artificielles évaluer et le réseau atteint le minimum local le plus proche et s'arrête là.

IV.4.5 Résultats d'optimisation du moteur asynchrone par les réseaux de neurones

La souplesse et la puissance des marchés électriques à développer des programmes de dimensionnement et d'optimisation de plus en plus performants. Ces outils permettent une CAO, basée essentiellement sur l'analyse, la simulation et l'exploitation automatique des ensembles de solutions possibles. Afin de réaliser une telle tâche, on a besoin de faire une optimisation de tel machine et plus particulièrement le moteur asynchrone à cage d'écureuil par les réseaux de neurones. L'intérêt porté aujourd'hui aux réseaux de neurones tient sa justification dans les quelques propriétés fascinantes qu'ils possèdent et qui devrait permettre de dépasser les limitations de l'informatique traditionnelle, tant au niveau de la programmation qu'au niveau de la machine.

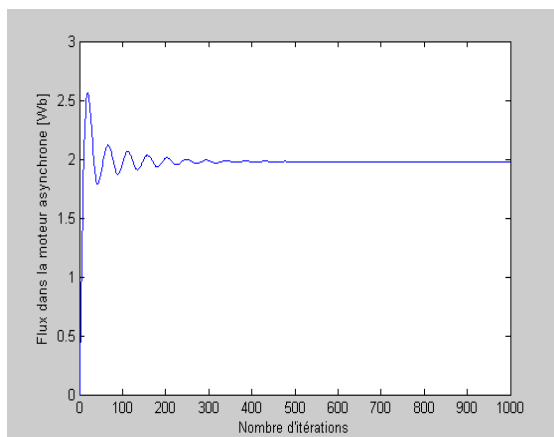


Fig. (IV. 30): Réponse du réseau de neurone

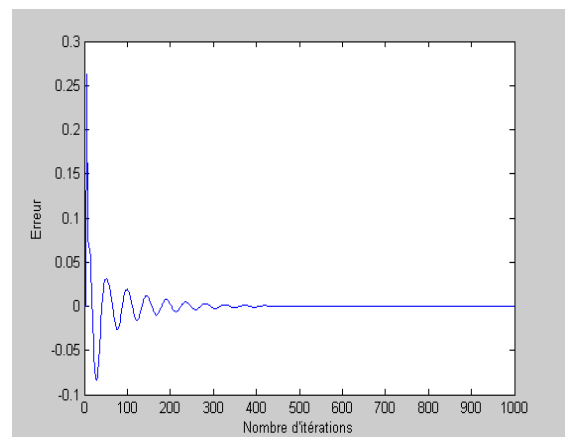


Fig. (IV. 31): Erreur du réseau de neurone

L'induction dans la machine optimisée

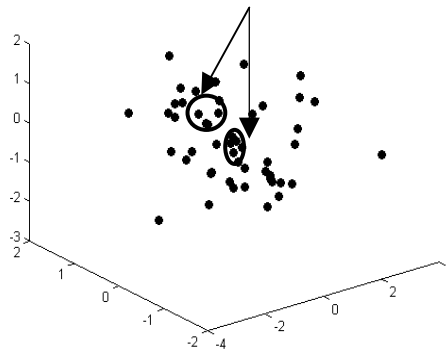


Fig. (IV. 32): Solution optimale par ANN's

Les figure (IV. 30), (IV. 31) et (IV. 32), représentent respectivement la réponse du réseaux de neurones interprété par la courbe du flux dans la machine en fonction du nombre d'itérations, l'erreur de la rétro-propagation, et l'induction dans la machine optimisée du modèle **B**, ce dernier

contient des trous de ventilation dans le rotor. L'objectif de l'approche proposée est d'obtenir des solutions efficaces de la méthode d'optimisation pour concevoir les machines tournantes en utilisant la conception assistée par ordinateur et les réseaux de neurones artificielles. Après analyse, on peut constater que les résultats obtenus sont satisfaisantes, vue les valeurs des grandeurs à optimisée et la durée de temps pour l'apprentissage, l'identification et enfin l'optimisation des grandeurs désirées. Cela nous a permis de penser à utiliser une autre structure avec différents modèles, y compris des entrées et des sorties avec différents niveaux de complexité, sans oublier la prise en considération des facteurs de l'algorithme de la rétro-propagation.

IV.5 CONCLUSION

La souplesse et la puissance des marchés électriques ont permis de développer des programmes de dimensionnement et d'optimisation de plus en plus performants, ces outils permettent une CAO, basée essentiellement sur l'analyse, la simulation et l'exploitation automatique des ensembles de solutions possibles. Afin de réaliser une telle tâche, on a besoin de faire une optimisation de tel machine par les réseaux de neurones. L'intérêt porté aujourd'hui aux réseaux de neurones tient sa justification dans les quelques propriétés fascinantes qu'ils possèdent et qui devrait permettre de dépasser les limitations de l'informatique traditionnelle, tant au niveau de la programmation qu'au niveau de la machine. Dans les machines électriques, les pertes d'énergie électrique et mécanique se produisent par la transformation de ces formes de l'énergie en énergie thermique, ce qui chauffe certaines parties de la machine. Pour assurer la fiabilité des machines électriques, l'échauffement des différentes parties de la machine doit être limité. Si les sections des trous de ventilation est faites pour être grandes, le refroidissement augmente et la saturation magnétique devient excessive, alors l'optimisation des trous de ventilation des machines électriques est très nécessaire afin de maximiser l'effet de ventilation en évitant l'augmentation de la saturation. Dans ce contexte, il a été décidé dans ce chapitre de faire une étude d'un moteur asynchrone par la CAO optimisée en utilisant les réseaux de neurones. Les résultats obtenus montrent les possibilités qu'offrent les méthodes utilisées pour la CAO optimisée du moteur à induction. La confrontation des résultats montre aussi que les développements ne doivent pas s'arrêter au couplage des équations électriques et magnétiques dans ce type de moteur, mais le couplage avec un logiciel thermique devient primordial à ce niveau d'étude.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Nous avons, au cours de ce travail, abordé plusieurs problèmes concernant l'*étude des machines électriques par CAO*. Dans ce mémoire de thèse, on s'est intéressé à la CAO des machines électriques et plus particulièrement les machines synchrones et asynchrones pour un fonctionnement générateur ou moteur.

On a voulu mettre en évidence l'intérêt d'utiliser de nouvelles techniques de CAO des machines électriques de façon générale permettant d'améliorer les performances de celles-ci. Pour autant, il ne faut pas croire que l'augmentation de l'efficacité de la conception supprime le travail du concepteur pour que l'ordinateur va se substituer à sa réflexion, en fait, l'objectif est tout différent. Il s'agit d'assister le concepteur à l'aide d'un ordinateur et de supprimer un grand nombre de tâches rébarbatives et mécaniques pour lui laisser plus de temps pour des tâches plus nobles, c'est à dire, définir des modèles plus précis, critiquer les solutions obtenues, faire un choix,...etc. Par ailleurs, bien que les stratégies de la CAO aient assuré, pour un problème donné, de trouver les meilleurs solutions du point de vue mathématique, le concepteur est toujours sollicité pour faire la synthèse des calculs et interpréter les résultats obtenus. Par ailleurs, il paraît clairement que les résultats obtenus sous Matlab/Flux 2D relancent ce travail autour de la modélisation des machines électriques, la conception des générateurs synchrones et des moteurs asynchrones, le couplage des équations et des méthodes analytiques et/ou numériques, l'application de la CAO pour la production d'énergie éolienne et enfin l'optimisation par les réseaux de neurones.

D'autres développements ouvrant de nouvelles perspectives peuvent être faits, par exemple:

- L'influence de l'inclinaison des encoches qui n'est pas prise en considération d'une façon réelle dans la théorie, ainsi il est nécessaire de faire une étude plus poussée pour tenir compte de ce phénomène.
- Le développement d'un outil permettant d'introduire la géométrie des têtes de bobines d'une manière automatique est indispensable.
- La prise en compte des courants de Foucault, d'une part dans la région des têtes de bobines et d'autre part dans les parties conductrices.
- La possibilité d'avoir un schéma équivalent précis de la machine en utilisant les éléments finis permettrait d'introduire l'influence de l'inclinaison d'encoches mais aussi d'utiliser les nombreuses possibilités qu'offrent les études analytiques.

- L'implémentation d'alimentations non sinusoïdales ouvrira de nouvelles voies d'étude, en particulier dans la variation de fréquence.
- Le comportement des matériaux magnétiques doit être étudié afin de savoir quelle est l'influence des actions thermiques ou mécaniques qu'ils subissent lors de la fabrication des machines.
- La détermination d'extrémité à l'aide d'une programmation par éléments finis en 3D, apporterait une précision plus grande sur la modélisation des dispositifs électrotechniques et plus particulièrement les machines électriques.
- Introduire de nouveaux modèles comme la représentation d'un transformateur en introduisant des capacités parasites dans le circuit électrique.
- Prise en compte de la variation des résistances avec la température dans les machines électriques et en utilisant la modélisation numérique.
- Compléter le schéma équivalent classique en prenant en comptes les harmoniques d'espace qui peuvent avoir une certaine importance dans certaines applications comme l'augmentation des pertes ou oscillations du couple.
- Associé une simulation convertisseur-machine à un logiciel d'optimisation permettra de pré-dimensionner rapidement les machines en fonction des performances requises, c'est à dire, en donnant un poids à chacune des fonctions à optimiser comme par exemple, la force volumique, la force par volume d'aimants et le taux d'ondulation de la force.
- Etude des régimes transitoires des machines électriques par la méthode des éléments finis.
- Utilisation d'autres méthodes de CAO optimisée comme les algorithmes génétiques ou la logiques floue,..etc.
- Etude de nouvelles structures de machines électriques comme celles du double stator par exemple qui peuvent être utilisés dans des applications spéciales, nécessitant une puissance massique élevée, un moment d'inertie rotorique réduit, des variations rapides de vitesses ou des démarrages répétés.
- Le développement des logiciels 2D/3D sous Matlab ou d'autres langage informatique pour la simulation des dispositifs électrotechniques d'une façon générale et les machines électriques d'une façon spéciale.
- D'autres applications pour d'autres machines électriques pourraient être envisagées.....

Nous espérons ainsi avoir contribué de notre mieux à l'avancement de ce travail en 2D et espérons prolonger notre étude en 3D, et pour poursuivre ce travail, il serait intéressant de développer d'autres outils pour faire une étude plus approfondie de CAO en électrotechnique, gardons bien à l'esprit que comme pour toute simulation, la validation par l'expérience reste indispensable.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] C. E. Neagoe, “Etude de Nouvelles Structures de Machines Electriques”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1996.
- [2] A. E. Perret, “Contribution à la Conception de Moteurs Electriques Assistées par Ordinateur”, Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, 1984.
- [3] J. C. Sabonnadière, “Conception Assistée par Ordinateur (CAO) en Génie Electrique”, Techniques de l’ingénieur, Traité Génie Electrique, D 3 585, pp. 1-22.
- [4] M. Jufer et J. C. Sabonnadière, “Conception Assistée par Ordinateur (CAO), Moteur Asynchrone”, Techniques de l’ingénieur, Traité Génie Electrique, D 3 590, pp. 1-16.
- [5] T. Lecomte, “Conception Assistée par Ordinateur (CAO), Machine Synchrone”, Techniques de l’ingénieur, Traité Génie Electrique, D 3 595, pp. 1-25.
- [6] J. C. Sabonnadière et J. L. Coulomb, “CAO en Electrotechnique”, Editions HERMES, Grenoble, France, 1985.
- [7] F. Wurtz, “Une Nouvelle Approche pour la Conception sous Contraintes de Machines Electriques”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1996.
- [8] C. Espanet, “Modélisation et Conception Optimale de Moteurs sans Balais à Structure Inversée: Application au Moteur Roue”, Thèse de Doctorat en Sciences de L’ingénieur, Université Franche-Comté, France, 1999.
- [9] N. Takorabet, “Optimisation de l’Alimentation des Convertisseurs Electromécaniques Linéaires à Induction”, Thèse de Doctorat d’Etat en Génie Electrique de l’I.N.P.L, Lorraine, France, 1996.
- [10] S. Palko, “Structural Optimization of an Inductive Motor using Genetic Algorithm and a Finite Element Method”, Thesis, Acta Polytechnica Scandinavia, Helsinki, 1996.
- [11] P. Gillet, “Conception Assistée par Ordinateur (CAO)”, Techniques de l’ingénieur, Traité Génie Electrique, T 7 300, pp. 1-17.
- [12] J. C. Sabonnadière et J. L. Coulomb, “Eléments Finis et CAO, Traité des Nouvelles Technologies, Série Assistance par Ordinateur (XAO)”, Editions HERMES, Grenoble, France, 1986.
- [13] L. Mokrani, “Contribution à la CAO Optimisée des Machines Electriques, Application au Moteur Linéaire à Induction”, Thèse de Doctorat d’Etat en Electrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [14] B. Multon, “Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement les machines à réluctance variable”, Revue 3E.I, N. 3, 1995, pp. 3-8.

- [15] D. A. Field, "Education and Training for CAD in the Auto Industry", *Journal of Computer Aided Design*, Vol. 36, 2004, pp. 1431-1437.
- [16] C. W. Darkwot et al., "Engineer's CAx education-it's Not Only CAD", *Journal of Computer Aided Design*, Vol. 36, 2004, pp. 1439-1448.
- [17] X. Ye et al., "Today's Students, Tomorrow's Engineer's, an Industrial Perspective on CAD Education", *Journal of Computer Aided Design*, Vol. 36, 2004, pp. 1451-1460.
- [18] W. N. Fu et al., "Modeling of Solid Conductors in Two-Dimensional Transient Finite Element Analysis and its Application in Electric Machines", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 40, N° 2, 2008, pp. 426-434.
- [19] N. Boules, "Design Optimization of Permanent Magnet DC Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, N° 4, 1990, pp. 786-792.
- [20] R. Islam et al., "Permanent Magnet Synchronous Motor Magnet Design with Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, N° 1, 2009, pp.152-159.
- [21] L. El. Amraoui, "Conception Electromécanique d'une Gamme d'Actionneurs Linéaire Tubulaires à Réductance Variable", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2002.
- [22] S. Drid, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de Structure D'alimentation", Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [23] H. Q. Hung, "Gestion de la Complexité dans un Logiciel Destiné à la Simulation Numérique Multiphysique", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2006.
- [24] J. Andersson, "On Engineering Systems Design, A Simulation and Optimization Approach", Science de Technology Thesis, Linkopings University, Sweden, 1999.
- [25] F. Duchaine, "Optimisation de Forme Multi-Objectif sur Machines Parallèles avec Méta-modèles et Coupleurs, Applications aux Chambres de Combustion Aéronautiques", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [26] R. A. Waltz, "Algorithms for Large-scale non Linear Optimization", PhD Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northwester's University, Evanston, USA, 2002.
- [27] F. Messine, "Méthodes d'Optimisation Globale Basées sur l'Analyse d'Intervalle pour la Résolution de Problèmes avec Contraintes", Thèse de Doctorat en Informatique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1999.
- [28] R. K. Ursen, "Models for Evolutionary Algorithms and their Applications in System Identification and Control Optimization", PhD thesis, Department of Computer Science, University of Aarhus, Denmark, 2003.

- [29] M. Ciof, A. Formisano and R. Martone, "Increasing Design Robustness in Evolutionary Optimization", *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 23, N°. 1, 2004, pp. 182-196.
- [30] L. Saludjian, "Optimisations en Electrotechniques par Algorithmes Génétiques", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1997.
- [31] O. D. Aguila, "Analyse et Structuration des Données dans les Logiciels de CAO en Electromagnetisme", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1988.
- [32] S. Brisset, "Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques", Rapport de Synthèse en vue d'obtenir l'habilitation à diriger des recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2007.
- [33] M. Belatel and H. Benalla, "Computer Aided Design of Brushless Synchronous Generator using Matlab", *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Vol.4, N°.6, June 2008, pp. 482-491.
- [34] M. Belatel et H. Benalla, "Etude par CAO d'une machine synchrone à aimant permanent pour la production d'énergie éolienne", *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 11, N°. 2, Juin 2008, pp. 167-180.
- [35] M. Belatel and H. Benalla, "A Multiobjective Design Optimization of Induction Machine using CAD and ANNs", *ICGST- AIML - Journal*, Vol. 8, Issue II, September 2008., pp. 25-32.
- [36] M. Belatel et H. Benalla, "Computer Aided Design of Induction Machine using Finite Element Coupled to Circuit Equations", *Revue Technologique et Scientifique de l'ENSET d'ORAN-C.O.S.T*, N°.7, January 2009, pp.35-43.
- [37] P. Blain, "CAO et Méthodologie de Conception", *Techniques de l'ingénieur*, B 2 810, pp.1-19.
- [38] L. Lahousse, "Contribution à la Construction de Machine de Grande Précision Géométrique: Le Concept d'Information dans l'Amélioration des Performances des Machines", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2005.
- [39] T. Wildi, "Electrotechnique", 3ème Editions, Les Presses de l'Université Laval, 2000.
- [40] S. G. Bhaget et R. Huseyni, "Electric Machinery and Transformers", Third Edition, Oxford University Press, 2001.
- [41] J. M. Harter, "Electromechanics, Principle Concepts and Devices", Second Edition, Prentice Hall, 2003.
- [42] R. P. Bouchard et G. Olivier, "Circuits et Machines Electriques", Editions de l'Ecole Polytechnique de Montréal, 1995.

- [43] C. Akyel, "Circuits et Machines Electriques", Editions de l'Ecole Polytechnique de Montréal, 1987.
- [44] J. Y. Voyant, "Calcul des Performances d'une Machine Synchrone à pôles saillants", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997.
- [45] Y. Alhassoun, "Etude et Mise en Ouvre de Machine à Aimantation Induite Fonctionnant à Haute Vitesse", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [46] S. I. Nabeta, "Etude des Régimes Transitoires des Machines Synchrones par la Méthode des Eléments Finis", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992.
- [47] P. Barret, "Régime Transitoires des Machines Tournantes Electriques", Collection de la Direction des Etudes et Recherche d'Electricité de France, Editions Eyrolles, Paris, 1982.
- [48] C. Concordia, "Synchronous Machines", Editions John Wiley, New-York, 1951.
- [49] A. Keyhani, "Synchronous Machine Parameter Identification", *IEE Electric Machines and Power Systems*, Vol. 20, 1992, pp. 45-69.
- [50] B. Adkins and R. G. Harley, "The General Theory of Alternating Current Machines", Chapman and Hall Press, 1979.
- [51] W. Paszek, A. Bobon, A. Kaplon et J. Staszak, "Electromagnetic Parameters and Transient Properties of the Turbogenerator Determined from the Field Distribution at Harmonic Current Impression", *Conference ICEM'88*, Italy, 1988.
- [52] J. C. Sabonnadière et J. L. Coulomb, "Eléments Finis et CAO", Editions HERMES, Paris, 1986.
- [53] R. Gallagher, "Introduction aux Eléments Finis", Editions Pluralis, 1976.
- [54] G. Dhatt et G. Touzot, Une Présentation de la Méthode des Eléments Finis, Collection Université de Compiègne, Paris, 2ème Editions, 1984.
- [55] S. H. Minnich, M. V. K. Chari and J. F. Berkery, "Operational Inductances of Turbine Generators by the Finite Element Method", *IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems*, Vol. 102, N° 1, 1983, pp. 20-27.
- [56] J. C. Mann and T. Kamabu, "Results of Turbine Generator Modeling by the Finite Element Method", *Conference ICEM'88*, Italy, 1988.
- [57] H. Amini, C. Ke et P. J. Harris, "Iterative Solution of Boundary Element Equations for the Exterior Helmholtz Problem", *Journal of Vibration and Acoustics*, Vol. 112, 1990, pp. 257-262.
- [58] S. Amini et S. M. Kirkup, "Solution of Helmholtz Equation in the Exterior Domain by Elementary Boundary Integral Methods", *Journal of Computational Physics*, Vol. 118, 1995, pp. 208-221.

- [59] M. Bonnet, "Equations Intégrales et Eléments de Frontières", CNRS Editions, Paris, 1995.
- [60] A. J. Burton et G. F. Miller, "The Application of Integral Equation Methods to the Numerical Solution of Some Exterior Boundary- Value Problems", Editions Royal Society, London, 1971.
- [61] F. R. Napoli et R. L. Deavenport, "Theoretical and Numerical Green's Function Solution in a Plane Layered Medium", *Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 67, 1980, pp. 92-105.
- [62] Q. Huany et T. A. Cruse, "Some Notes on Singular Integral Techniques in Boundary Element Analysis", *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, Vol. 36, 1993, pp. 2643-2659.
- [63] M. H. Lean et A. Wexler, "Accurate Numerical Integration of Singular Boundary Element Kernels Over Boundaries with Curvature", *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, Vol. 21, 1985, pp.211-228.
- [64] R. L. Mullen et J. J. Remcis, "Iterative Methods for Solving Boundary Element Equations", *Journal of Computers and Structures*, Vol. 25, 1987, pp. 713-723.
- [65] S. Nagata and M. Enokizono, "Numerical Simulation of Brushless Synchronous Generator", *Journal of Non-Linear Electromagnetic Systems*, IOS Press, 1998, pp. 773-776.
- [66] "Using MATLAB, Version 5, The Math Works", Natick MA Press, 1996.
- [67] "MATLAB Application Program Interface Guide, Version 5, The Math Works", Natick, MA Press, 1996.
- [68] B. Multon, G. Gergaud et H. Ben Ahmed, "Etat de l' Art dans les Aérogénérateurs Electriques", Extrait du rapport de synthèse, Editions ECRIN, Paris, 2002.
- [69] D. L. Gourieres, "Energie Eolienne, Théorie, Conception et Calcul Pratique des Installations", Editions Eyrolles, 1982.
- [70] J. Hladik, "Energétique Eolienne, Applications, Pratiques, Chauffage Eolien, Production d'Electricité, Pompage", Editions Masson, 1984.
- [71] Y. Amirat, M. E. H. Benbouzid et H. Mangel, "Etude Comparative de Génératrices pour Systèmes de Conversions d'Energie Eolienne", *12 ème Colloque National de la Recherche dans les IUT*, Brest, 2006.
- [72] M. Nurdin, "Méthode de Synthèse et d'Optimisation des Machines à Induction Triphasée", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1988.
- [73] S. Mezani, "Modélisation Electromagnétique et Thermique des Moteurs à Induction en Tenant Compte des Harmoniques d'Espaces", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2004.

- [74] S. Hahmim, “Etude Analytique de machines synchrones à aimants permanents”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1993.
- [75] O. Sahraoui, “Calcul des Schémas Equivalents de la Machine Asynchrone par la Méthode des Eléments Finis”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1994.
- [76] Z. Makni, M. Besbes et C. Marchand, “Outil d’Analyse Multiphysique pour la Conception d’Actionneurs Electromagnétiques”, *Conférence EF 2007*, ENSEEIHT, Toulouse 2007.
- [77] L. Drouen et al., “Study of An Innovative Electrical Machine Fitted to Marine Current Turbines”, in *Conference Proceedings of IEEE OCEAN’07*, Scotland, 2007.
- [78] Z. Zhu et al., “Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors”, in *IEEE Trans on Magnetics*, Vol. 29, N°. 1, 1993, pp. 124-158.
- [79] L. Drouen et al., “Modèle Analytique de Pré-dimensionnement de Machines Lentes à Aimants de Grande Diamètre et à Grand Nombre de Pôles”, *Conférence EF 2007, ENSEEIHT*, Toulouse 2007.
- [80] Flux 2D[®], version 7.60, “*Notice d’Utilisation Générale, volume1: Les Nouveautés, Flux 2D et son Environnement*”, Cedrat, Novembre, 2001.
- [81] Flux 2D[®], version 7.1, “*Analyse des Dispositifs Electriques, Magnétiques et Thermiques par la Méthode des Eléments Finis*”, Cedrat, Juin, 1995.
- [82] Flux 2D[®], version 7.50, “*Brushless Permanent Magnet Motor Tutorial*”, Cedrat, August, 2001.
- [83] J. Niard, “*Machines Electriques*”, Edition Fernand Nathan, 1976.
- [84] A. Aboubakar, “Modélisation des Moteurs Asynchrones Triphasés à Cage”, Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard, Lyon I, France, 1991.
- [85] R. Abdessemed et M. Kadjoudj, “Modélisation des Machines Electriques”, Presse de l’Université de Batna, Algérie, 1997.
- [86] J. Châtelain, “*Machines Electriques*”, Tome I, II, Editions Dunod, Paris, France, 1986.
- [87] E. Vassent, “Contribution à la Modélisation des Moteurs Asynchrones par la Méthode des Eléments Finis”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1990.
- [88] A. Arkkio, “Analysis of Induction Motors Based on the Numerical Solution of the Magnetic Field and Circuit Equations”, Thesis of Acta Polytechnica Scandinavia, Electrical Engineering Series, Helsinki, 1987.
- [89] F. Piriou, A. Razek, “A Model for Coupled Magnetic–electric Circuits in Electric Machines with Skewed Slots”, *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. MAG. 26, N°. 2, 1990, pp.1096-1100.

- [90] A.T. Brahimi, "Contribution à la Modélisation de la Machine Asynchrone à Cage par Logiciels d'Eléments Finis 2D et 3D", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1992.
- [91] S.R. H. Hoole, "Rotor Motion in the Dynamic Finite Element Analysis of Rotating Electrical Machinery", *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. 21, N°. 6, 1985, pp. 2292-2295.
- [92] D. Lombard, "Couplage des Equations Electriques et Magnétiques", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1992.
- [93] E. Vassent, G. Meunier, A. Foggia and J. C. Sabonnadière, "Simulation of Induction Machine Operation using a Step by Step Finite Element Method", *Journal of Applied Physics*, Vol. 67, N°. 9, 1990, pp. 5809-5812.
- [94] B. Ancelle, J. Coulomb, B. Morcel and E. Belbel, "Implementation of a Computer in Aided Design System of Electromagnets in an Industrial Environment", *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. MAG. 16, N°. 6, 1980, pp. 806-808.
- [95] C. Lian and H. Chang, "Computer Aided Design and Analysis of Three Phase Induction Motors", *Jour. Chiese. Ins. Eng*, Vol. 8, 1985, pp. 31-40.
- [96] M. R. Khan, I. Husain and M. F. Mome, "Lightly Ferromagnetic Rotor Bars for Three Phase Squirrel Cage Induction Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, 2004, pp. 1536-1539.
- [97] E. Gomez, J. R. Folch, A. Molina and V. J. Lazora, "A Method for Coupling Two Dimensional Finite Element Models with Circuit Equations", *Studies in Applied Electromagnetic and Mechanics*, Vol. 22, 2002, pp. 58-63.
- [98] E. Gomez, J. R. Folch, H. Gabaldon and A. Molina, "Coupling 2D Finite Element Models and Circuit Equations using Button-up Methodology", *ACES Journal*, Vol. 17, 2002, pp. 225-231.
- [99] G. Meunier, D. Shen and J. L. Coulomb, "Modeling of 2D and Asymetrix Magnetodynamic Domain by the Finite Element Method", *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. MAG. 24, 1988, pp. 166-169.
- [100] O. Mohammed, T. Galvent, R. McConnell, "A Model for Magnetostriction in Coupled Nonlinear Finite Element Magneto-elastic Problems in Electrical Machines", *IEMDC '99, Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 1999.
- [101] E. Vassent, G. Meunier et A. Foggia, "Simulation of Induction Machines using Complex Magnetodynamic Finite Element Method Coupled with the Circuit Equations", *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. 2, 1991, pp. 4246-4249.

- [102] P. Lombard and G. Meunier, "A general Method for Electric and Magnetic Coupled Problem in 2D and Magnetodynamic Domain", *IEEE Transactions on Magnetic*, Vol. 28, 1992, pp. 1291-1294.
- [103] M. Ivanès, "Contribution à l'Etude des Pertes Supplémentaires des Machines d'Induction", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1967.
- [104] D. Roye, "Modélisation Thermique des Machines Electriques Tournantes: Application à la Machine à Induction", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1983.
- [105] K. C. Kim and J. Lee, "Analysis on the Magnetic Field Saturation Effect due to Ventilation Hole in the Core", *International Journal of Applied Electromagnetic and Mechanics*, Vol. 25, 2002, pp. 577-581.
- [106] T. Onuki, S. Wakao, M. Tokuhisa and A. Maeda, "A Novel Approach to Design Optimization of Ventilation Holes in Induction Motors", *IEEE Document*, 1999, pp. 478-480.
- [107] John. H. Kuhlmann, "Design of electrical apparatus", Editions John Wilay and Sons, 1990.
- [108] J. M Renders, "Algorithmes Génétiques et Réseaux de Neurones", Edition. HERMES, France, 1995.
- [109] C. E. Barbier, B. Nogarede, F. Verniers, "Optimization of the Electric Vehicle Drive System Control Strategy using Global System Approach", in *Proceedings ICEM'94*, 1994.
- [110] N. Bellaaj-Mrabet, K. Jelassi, "Comparaison de Méthodes d'Identification des Paramètres d'une Machine Asynchrone", *Eur. Phys. Journal, AP*, Vol. 3, 1998, pp. 71-80.
- [111] B. Burton, F. Kamran, R. G. Harley, T. G. Habetter, M. A. Brooke and R. Poddar, "Identification and Control of Induction Motor Stator Currents using Fast Online Random Training of a Neural Network", *IEEE. Transaction on Industry Applications*, Vol. 33, 1997, pp. 697-707.
- [112] C. H. Chen, "Fuzzy Logic and Neural Network Handbook", IEEE Press, 1996.

Résumé

Ce travail est basé sur l'étude des machines électriques par CAO et plus particulièrement les machines synchrones et asynchrones pour un mode de fonctionnement soit générateur ou moteur. Ces machines sont les versions les plus répandues des machines électriques classiques dans tout les systèmes énergétiques.

La souplesse et la puissance des ordinateurs croissant de plus en plus, ont incités les chercheurs chargés de la conception des machines électriques à développer des programmes de dimensionnement et d'optimisation de plus en plus performant. Ces outils permettent une conception assistée par ordinateur, basée essentiellement sur l'analyse, la simulation et l'exploitation automatique des ensembles de solutions possibles.

Dans cette thèse, on s'intéresse principalement à la CAO des machines électriques par le couplage des équations électriques et magnétiques. Premièrement le couplage de la méthode des intégrales de frontières et la méthode des éléments finis est utilisé pour faire l'étude d'un générateur synchrone à pôles saillants sous Matlab. Deuxièmement la modélisation analytique et numérique d'un générateur à aimant permanent sous Flux 2D est utilisé pour la production d'énergie éolienne et enfin l'étude d'un moteur asynchrone à cage d'écueil par la CAO optimisée en utilisant les réseaux de neurones et sous les deux logiciels Matlab/Flux 2D.

Mots clés – *Conception assistée par ordinateur, Machines électriques, la méthode des éléments finis de frontières, Energie éolienne, Optimisation, Réseaux de neurone , Matlab/Flux 2D.*

Abstract

This work is articulated around the study of the electric machines using CAD and specially the study of the synchronous and asynchronous ones, this machines are very used in the classical machines in the system of energy, and they are used as motors or generators.

The flexibility and the power of the computers growing more and more, encouraged the researchers in charge of the design of the electric machines to develop programs of increasingly powerful dimensioning and optimization. These tools allow a computer aided design, based primarily on the analysis, the simulation and the automatic exploitation of the possible sets of solutions.

In this thesis, we are interested to study by CAD the electric machines by coupling the electric equations with the magnetic ones. Firstly we used the coupling of the boundary element and the finite element methods to study a pole shaded synchronous generator using Matlab. Secondly, we used the analytical and the numerical modeling of permanent magnetic generator using Flux 2D to product wind energy and finally we study the squirrel cage induction motor by CAD optimization using artificial neural networks , and the two software's Matlab/Flux 2D.

Key-words – *Computer Aided Design, Electric machines, the finite element and the boundary element methods, Wind energy, Optimization, Artificial neural networks., Matlab/Flux 2D*

ملخص

. Matlab

.Flux 2D/Matlab

Flux 2D

الكلمات المفتاحية - التصميم بواسطة الكمبيوتر - الآلات الكهربائية - الطريقة الرقمية للعناصر الدقيقة ذات الحدود - طاقة الرياح - التحسين - الشبكات العصبية - Matlab/Flux 2D.