

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Mentouri Constantine

Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'électrotechnique

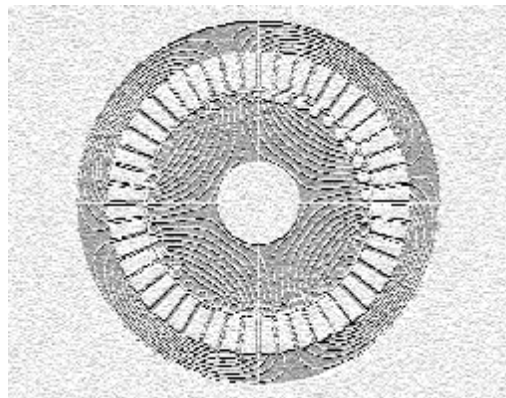
N° d'ordre : / / 2006
Série : / / 2006

Mémoire
Présenté pour l'obtention du diplôme de magister en
Electrotechnique
Option
Machines électriques dans leurs environnements
Par

REBBAH REDJEM

Thème

Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des
Machines Electriques
Application aux moteurs asynchrones



Soutenu le : / / 2006

Devant le jury :

MM. A. BOUZID
H. BENALLA
B. AZOUI
A. KHEZZAR

Uni. Constantine
Uni. Constantine
Uni. Batna
Uni. Constantine

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur

Remerciements :

Je tiens à exprimer ma plus vive reconnaissance à tous ceux qui ont permis de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail, et plus particulièrement à Monsieur H. BENALLA encadreur, aux responsables et membres du laboratoire d'électrotechnique.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
------------------------------	----------

CHAPITRE I : TECHNIQUES DE DIMENSIONNEMENT ET DE CONCEPTION DES MACHINES ASYNCHRONES.

I.1. INTRODUCTION	4
I.2. METHODES DE DIMENSIONNEMENT DES MACHINES ASYNCHRONES	5
I.2.1. 1ere méthode.	5
I.2.2. 2eme méthode.	5
I.2.3. 3eme méthode.	6
I.2.4. Méthode classique.	6
I.2.5. Procédés actuelles adoptées.	6
I.2.6. La conception dans l'industrie.	7
I.3. METHODE PROPOSEE	8
I.3.1. Définition et étapes de la conception.	9
I.3.2. Choix de la structure du dispositif.	9
I.3.3. Procédure adopté.	9
I.3.3.1. Choix des moteurs étudié.	10
I.3.3.2. Moteurs asynchrones polyphasés à cage de taille moyenne.	10
I.3.3.3. Paramètres de l'optimisation.	11
I.3.4. Cheminement et voies empruntées.	11
I.3.4.1. Méthode et procédé de calcul et de dimensionnement.	12
I.3.4.2. Vue globale de la méthode utilisée pour la conception.	13
I.4. BUT DE NOTRE ETUDE	13
I.5. CONCLUSION	13

CHAPITRE II : GENERALITES SUR LA CONSTRUCTION ET LA C.A.O DES MACHINES ASYNCHRONES.

II INTRODUCTION	15
------------------------	-----------

II.1. LA CONVERSION DE L'ENERGIE DANS LES MACHINES ELECTRIQUES	15
II.1.1. Machines à courants induits « machines asynchrones »	17
II.2. CONSTRUCTION DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE.	18
II.2.1. Stator	19
II.2.2. Rotor	22
II.2.3. Classification des moteurs à cage d'écureuil	23
II.2.4. Bobinage	26
II.3. CALCUL DES MACHINES EN GENERAL	26
II.3.1. Calcul des dimensions géométriques	26
II.3.2. Calcul des perméances, des flux et des bobinages	27
II.3.3. Calcul des dimensions finales	27
II.4. CALCUL DE LA MACHINE ASYNCHRONE 'METHODE DE LIWSCHITZ'	27
II.4.1. Circuit magnétique	27
II.4.2. Calcul des Dimensions Principales	28
II.4.3. Calcul des courants	30
II.4.4. Facteur de puissance, rendement et capacité de surcharge des moteurs asynchrones normaux	31
II.4.5. Calcul des Réactances de Fuites	31
II.4.6. Evaluation des Pertes	32
II.4.6.1. Pertes joules	32
II.4.6.2. Pertes dans le Fer	33
II.4.6.3. Pertes Mécaniques	34
II.4.7. Détermination des Grandeurs de Marche à Vide	34
II.4.8. Calcul des Paramètres de Marche en Court – Circuit	34
II.4.9. La capacité de surcharge	35
II.4.10. Détermination des Paramètres du Schéma Equivalent	35
II.4.11. Rendement	35
II.5. METHODE D'ALGER POUR LE CALCUL DU FLUX DE FUTES DES TETES DE BOBINES	35
II.6. CALCUL ELECTROMAGNETIQUE	36
II.6.1. Modèle bidimensionnel	36
II.6.2. Les Équations	37

Sommaire

II.6.3. Prise en compte des effets électriques extérieurs	38
II.7. METHODE DES ELEMENTS FINIS	38
II.8. LOGICIEL FLUX2D	39
II.9. CONCLUSION	40

CHAPITRE III : CALCUL ANALYTIQUE ET DIMENSIONNEMENT DEFINITIF

III.1. INTRODUCTION	43
III.2. CAHIER DES CHARGES	43
III.2.1. Contraintes de dimensionnement et de fonctionnement	44
III.2.2. Calculs thermiques	44
III.2.3. Exemple de Cahier des charges « moteur 15 kW »	44
III.3. CALCUL ET DIMENSIONNEMENT DES MOTEURS	46
III.3.1. Grandeurs nominales du moteur	46
III.3.2. Rotor usuel en court-circuit « Type A »	48
III.3.2.1. Tableau des principaux résultats	52
III.3.3. Rotor à effet pelliculaire de courant avec barres hautes et étroites	53
III.3.3.1. Tableau des principaux résultats	54
III.3.4. Rotor à double cage symétrique (rotor Boucherot) « Type C »	54
III.3.4.1. Tableau des principaux résultats	56
III.4. COMPARAISON ENTRE LES TROIS TYPES DE MOTEURS	56
III.5. DIMENSIONNEMENT DEFINITIF	57
III.5.1. Moteur a rotor en court circuit du type A	57
III.5.1.1. Résultats de la simulation	58
III.5.1.2. Têtes de bobine	59
III.5.1.3. Analyse et remarques	60
III.5.2. Moteur avec rotor a effet pelliculaire	60
III.5.2.1. simulation et Résultats	60
III.5.2 .2. L'influence de l'effet pelliculaire de courant	62
III.5.2.3. Analyse	64
III.5.3. Moteur a double cage	64
III.5.3.1. Le circuit électrique	64

III.5.4. Optimisation par l'emploi d'un nouveau rotor	66
III.5.5. Résultats de simulation	66
III.5.5.1. Densités de flux	67
III.5.5.2. Spectres harmoniques des densités de flux	68
III.5.5.4. Analyse des résultats obtenus	69
III.5.5.5. Analyse des courants absorbés	71
III.6. CHOIX DU MOTEUR	74
III.7. CONCLUSION	74

CHAPITRE IV : CALCUL ET SIMULATION DU MOTEUR A ROTOR BOBINE

IV.1. INTRODUCTION	76
IV.2. PROCEDURE ET ORGANIGRAMME DE CALCUL	76
IV.2.1. Exploitation et résultats du programme	77
IV.3. SIMULATION DU MOTEUR À ROTOR BOBINE	80
IV.3.1. Circuit d'alimentation	80
IV.3.2. Résultats de la simulation	81
IV.4. CARACTERISTIQUES ET ANALYSE	82
IV.4.1. Le Courant Moteur	82
IV.4.2. Evolution du couple instantané	83
IV.4.3. Evolution de la vitesse	83
IV.4.4. Evolution du couple instantané en fonction de la vitesse	84
IV.5. LES PERTES	85
IV.5.1. Pertes dans les circuits électriques	85
IV.5.2. Pertes dans le circuit magnétique	85
IV.5.3. Pertes mécaniques	86
IV.5.4. Résultats du calcul des pertes	86
IV. CONCLUSION	87
CONCLUSION GENERALE	88
ANNEXE	89
NOMENCLATURE	113
BIBLIOGRAPHIE	119

Nomenclature

a	Nombre de voie d'enroulement pour machine a courant alternatif.
\vec{A}	Potentiel vecteur.
A	Surface ; aire ; densité de courant linéaire.
A_{ep}	Surface de l'épanouissement polaire.
B_d	Induction dans l'entrefer.
\hat{B}_{max}	Induction de crête maximale.
b	Largeur.
b_{vt}	Largeur d'un canal de ventilation.
b_z	Largeur d'une encoche.
C	Facteur d'utilisation.
C_s	Capacité de surcharge.
d	Diamètre, distance.
d_t	Distance de la tête de bobine a l'empilage.
D	Diamètre d'alésage.
D_e	Diamètre extérieur de la machine.
D_i	Diamètre intérieur de la machine.
\hat{F}	Valeur de crête de la F.M.M
F.E.M	Force électromotrice.
F.M.M	Force magnétomotrice.
E_1, E_2	Force électromotrice primaire et Secondaire.
f	Fréquence en hertz.
F	Force magnétomotrice.
h	Hauteur.
h_4	Hauteur du pont de l'encoche rotorique.
h_{ij}	Epaisseur de la culasse.
h_z	Hauteur de la dent.
I_1	Courant primaire.
I_0, I_{cc}	Courant a vide en court circuit.

Nomenclature

I_{an}, I_2	Courant d'anneau dans la barre.
s	Glissement.
K_s	Coefficient de saturation.
k_f	Coefficient de forme.
K_{w_1}, K_{w_2}	Coefficient de bobinage primaire et secondaire.
k_c	Coefficient de carter.
k_f	Facteur de forme de la courbe d'induction.
k_F	Facteur de remplissage compte tenu du foisonnement.
k_s	Facteur de saturation.
k_p	Facteur du raccourcissement du pas.
k_d	Facteur de distribution d'un enroulement.
k_H	Facteur pour le calcul de I_{eq} .
l	Longueur.
l_{ba}	Longueur moyenne de la tête de bobine.
l_{co}	Longueur moyenne d'un conducteur.
l_{ep}	Longueur de l'épanouissement polaire.
l_{vt}	Longueur d'un canal de ventilation.
l_Z	Longueur effective du paquet de tôles pour le calcul de X_{S_Z} .
l_i, l_{fe}, l_a	Longueur du virtuelle, Longueur d'empilage sans les canaux de ventilation, Longueur d'empilage.
L_{bar}, L_{tot}	Longueur de la barre, Longueur total de l'enroulement.
L_s, L_r'	Inductance propre statorique et rotorique.
I_f	Inductance de fuite.
L_{fs}, L_{fr}	Inductance de fuite statorique, Inductance de fuite rotorique ramenée au stator.
m_1, m_2	Nombre de phase primaire et secondaire.
$M_{dém}$	Moment de couple de démarrage.
M_n	Moment de couple nominal.
M	Moment de couple nominal

Nomenclature

N	Newton.
n	Vitesse de rotation en t/s.
n_s	Vitesse synchrone.
n_v	Nombre de voie d'enroulement en parallèle : cas générale.
n_{vt}	Nombre de canaux de ventilation
N	Nombre de spires en série.
N_a	Nombre de spires en série dans une voie d'enroulement.
N_1, N_2	Nombre de spires primaire et secondaire.
P	Nombre de paire de pôles ; périmètre.
P_{fe}	Pertes fer.
P_u	Puissance utile.
P_{ft+vt}	Perte par frottement et par ventilation.
P_Q	Pertes joules.
p_{sup}	Pertes supplémentaires.
p_T	Pertes totales.
p_h	Pertes par hystérésis.
p_{sm}	Pertes supplémentaires.
p_w	Pertes spécifiques par courant de foucault.
p	Pertes.
$P_{Fe_{an}}$	Pertes fer dans l'anneau.
p_{h_z}	Pertes par hystérésis dans les dents.
p_{mec}	Pertes mécaniques.
S	Section.
S_{bar}, S_{an}	Section de la barre et de l'anneau.
r	Rayon.
R_{an}, R_{bar}	Résistance de la barre et de l'anneau.
R	Résistance statorique.
R_r'	Résistance rotorique ramenée au stator.
R_2	Résistance rotorique.

Nomenclature

R_2'	Résistance secondaire rapportée au primaire.
$R_{S_{tot}}$	Résistance de fuite totale.
Q_0	Puissance réactive a vide.
V_1	Tension simple statorique.
s	Coefficient de Heyland.
s_h	Coefficient de pertes par hystériser.
s_w	Coefficient de pertes par courant de foucault.
$\cos j_n$	Résistance de fuite total et primaire.
h_n	Réactance de fuite totale.
l	Perméables des têtes de bobines du stator et du rotor.
$\Lambda_{s_{b_1}}, \Lambda_{b_2}$	Perméances des encoches statorique et rotorique.
$\Lambda_{s_{d_1}}, \Lambda_{s_{d_2}}$	Perméances de dispersion différentielle.
$\Lambda_{s_{z_1}}, \Lambda_{s_{z_2}}$	Perméances de dispersion des encoches.
Λ_{s_t}	Perméances de dispersion des têtes de bobines.
s	Coefficient de dispersion de blondel.
s_e	Rapport de périmètres.
s_h	Coefficient des pertes par hystérésis.
s_H	Coefficient de dispersion de Heyland.
t_p	Pas polaire.
f	Flux magnétique en Wb.
\hat{f}_j	Flux dans la culasse.
\hat{f}_z	Flux maximal dans la dent.
\hat{f}_Z	Flux maximal dans l'encoche.
\hat{f}_s	Flux de dispersion.
$j_0 j_{cc}$	Angles de déphasage a vide et en court circuit.
s_{H_1}	Coefficient de dispersion de Heyland.
X	Réactance.
X_{an}	Réactance d'un anneau dans le moteur asynchrone.

Nomenclature

X_{ba}	Réactance d'une barre dans le moteur asynchrone.
X_m	Réactance magnétisante.
X_s	Réactance de fuite.
X_{s_2}'	Réactance de fuite secondaire rapportée au primaire.
X_{s_b}	Réactance de fuite des têtes de bobines.
X_{s_d}	Réactance de fuite différentielle.
X_{s_z}	Réactance de fuite des encoches.
$X_{s_{tot}}, X_{s_1}$	Réactances de fuites totale et primaires.
X_{s_2}'	Réactance de fuites rotoriques ramené au primaire.
z	Nombre de conducteurs.
z_z	Nombre de conducteur par encoche.
Z	Nombre d'encoches.
Z_{an}	Impédance d'un anneau de cage.
Z_{ba}	Impédance d'une barre de cage.
z_y	Largeur d'une dent à la hauteur y .
d	Épaisseur de l'entrefer sur l'axe polaire ; épaisseur d'isolation.
I_s	Coefficient de perméance de dispersion.
I_{s_b}	Coefficient de dispersion de têtes de bobines.
I_{s_z}	Coefficient de dispersion des têtes d'encoches.
$I_{s_{z_a}}$	Coefficient de dispersion des encoches en courant alternatif.
Q	Résistivité.
q_1	Nombre d'encoches par pole et par phase.
x	Hauteur réduite des conducteurs.
A_d	$= b_i l_i$

Indices :

1	<i>stator.</i>
2	<i>rotor.</i>
ba	<i>Barre.</i>
c	<i>Carter.</i>

Nomenclature

<i>cc</i>	<i>Court Circuit.</i>
<i>ch</i>	<i>Charge.</i>
<i>co</i>	<i>Conducteur.</i>
<i>cr</i>	<i>Critique.</i>
<i>cs</i>	<i>Compensation.</i>
<i>ci</i>	<i>circuit</i>
<i>d</i>	<i>Différentielle.</i>
<i>déc</i>	<i>Décrochement.</i>
<i>dém</i>	<i>Démarrage.</i>
<i>n</i>	<i>Nominal.</i>
<i>tot</i>	<i>Total.</i>
<i>Z</i>	<i>Encoche.</i>
<i>z</i>	<i>dent.</i>
<i>s</i>	<i>Dispersion.</i>
<i>dém</i>	<i>démarrage.</i>
<i>Sp</i>	<i>supplémentaire</i>
<i>déc</i>	<i>décrochement</i>
<i>y</i>	<i>A la hauteur de l'ordonné y</i>
<i>x</i>	<i>A la hauteur de l'abstisse x</i>
<i>'</i>	<i>Ramené au primaire.</i>

INTRODUCTION GENERALE

Dans le vaste champ de l'électrotechnique, une des plus anciennes disciplines est la construction des machines électriques. En fait les premières tentatives de construction de machines électriques commencèrent avec la découverte des phénomènes d'induction et la mise en évidence des forces issues de l'interaction entre les champs électromagnétiques et les courants de conduction (Lois : Lenz, Laplace, Faraday etc....).

Ainsi et désormais le domaine de conception des machines électriques est l'une des plus prestigieuses découvertes du siècle dernier et reste aujourd'hui un thème de recherche très prisé par les laboratoires de recherche. L'objectif visé par cette recherche est toujours l'optimisation et la conception de nouvelles machines adaptées à la demande du marché.

La caractérisation de ces machines entraîne à formuler des méthodes de dimensionnement qui s'appuie sur les équations tenant compte des divers phénomènes électromagnétiques et qui aboutit à une définition globale, le résultat obtenu est par la suite simulé grâce à l'outil de CAO.

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 ses performances à partir de ces spécifications géométriques, de construction et des conditions d'utilisation. En partant d'un cahier de charges donné, il permet d'explorer automatiquement l'ensemble des solutions possibles.

Dans cette thèse on s'intéresse au calcul du moteur dit à induction et sa simulation à l'aide d'un outil informatique en vue de son optimisation afin de satisfaire un cahier de charge. Elle présente un cheminement qui discerne un calcul analytique suivi d'un dimensionnement définitif usant d'un logiciel industriel performant

La partie du calcul analytique utilise la méthode classique de LIWSCHITZ pour le dimensionnement et l'obtention des différents paramètres géométriques et électriques ainsi que les caractéristiques estimées suite aux contraintes imposées par le cahier des charges. Ensuite vient la simulation de ces dispositifs préalablement dimensionnés en utilisant un logiciel de C.A.O industriel le pro logiciel "FLUX2D", qui se sert de la méthode des éléments finis bidimensionnels pour la simulation des dispositifs électromagnétiques.

L'utilisation d'un tel logiciel permet d'obtenir de nombreux renseignements sur le fonctionnement du moteur : couple en régime permanent ou au démarrage, courant de démarrage, état de saturation de la machine, harmonique du courant absorbé, etc. Ces

renseignements sont très utiles dans la commande, à ce niveau de la conception, du comportement du moteur qui sera construit.

Le mémoire est structuré en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on s'intéressera principalement aux différentes méthodes utilisées dans le domaine du calcul et de la simulation des dispositifs électriques notamment les machines asynchrones, ainsi qu'aux diverses procédures et démarches entrepris lors d'un calcul d'une machine électrique en vue de son dimensionnement et son optimisation.

Dans le deuxième chapitre on présentera des généralités sur le fonctionnement des machines électriques en général et les moteurs à induction en particulier. Les éléments de construction du moteur asynchrone triphasé sont abordés au début du chapitre, en deuxième partie du chapitre on évoquera les procédures de son calcul ainsi qu'un résumé des différentes étapes de la méthode de conception de LIWSCHITZ. Et enfin on aborde le calcul électromagnétique et la méthode des éléments finis utilisés par le logiciel CAO.

Le troisième chapitre, traitera le calcul analytique basé sur la méthode de LIWSCHITZ du moteur asynchrone de puissance moyenne, conformément à un cahier de charge. On se fixera comme paramètre le type de rotor à employer en se référant au modèle proposé par la littérature, Le choix de ce dernier se fera en fonction des performances évaluées lors du calcul des caractéristique et des résultats des simulation. Une optimisation du rotor choisi a été proposée.

Enfin le quatrième chapitre Comprend le calcul d'un moteur à rotor bobiné de grande puissance, cette fois ci on utilise un programme de calcul basé sur la méthode classique. On s'appliquera à tenir compte d'un maximum de phénomènes qui interviennent dans le fonctionnement de ce type de moteurs. Ainsi on modélisera à la fois les effets d'extrémités des enroulements statoriques et rotoriques et les effets de saturation et d'hystérésis responsables des principales pertes de la machine, ainsi que les démarrages et les régimes transitoires des courants absorbés.

Enfin on présentera une conclusion générale qui résume les résultats de nos travaux et les perspectives à aborder dans le futur.

Chapitre I

Techniques de dimensionnement et de
Conception des machines asynchrones.

I.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous allons vous présenter les différentes méthodes utilisées dans le dimensionnement et la conception des machines électriques, et nous sommes intéressés plus particulièrement à celles des machines asynchrones, objet de notre étude. Cette partie est basée sur une recherche bibliographique approfondie.

Notre observation s'est focalisée en premier lieu sur les différentes méthodes utilisées dans le domaine du calcul et de simulation des dispositifs électriques notamment les machines asynchrones.

Dans ce domaine il existe plusieurs techniques de conception, chacun à sa méthode. On a remarqué un manque évident dans le détail des procédures de calcul ainsi que les facteurs déterminants conduisant aux choix des valeurs des paramètres, les raisons peuvent se résumer comme suit:

* Par crainte de voir publier des résultats considérés comme « secrets d'usine » ; Domaine de la publication et de la recherche de l'industrie.

* Par manque d'intérêt pour le calcul de dimensionnement, jugé comme une activité réservée à un très petit nombre de spécialistes, en général les auteurs d'articles ne fournissent que très parcimonieusement :

- 1- Les données numériques « exclusivement expérimentales ».
- 2- Les exemples chiffrés indispensables au déroulement logique des calculs des projets.

La littérature offre un choix complet traitant la théorie du fonctionnement des machines électriques, en revanche elle présente des lacunes dans l'application pratiques de ces connaissances au dimensionnement du matériel électrique [1].

I.2. METHODES DE DIMENSIONNEMENT ET CALCUL DES MACHINES ELECTRIQUES

Ils existent plusieurs méthodes pour le dimensionnement des machines électriques, c'est un domaine très large dont l'approche utilise beaucoup d'hypothèses.

Tout au long de notre recherche nous nous sommes trouvés devant plusieurs sortes de procédés propres à chacun des concepteurs, la méthode en général ne change pas puisque on remarque toujours un même cheminement qui autorise à dimensionner le stator suivi par un calcul du rotor. Les caractéristiques statiques et dynamiques sont calculées d'après les schémas équivalents de la machine.

Par la suite nous vous proposons une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique

1.2.1. Première Méthode [2]

Cette méthode proposée par Marcel JUFER et Jean-Claude SABONNADIÈRE, repose sur le calcul en utilisant pour commencer les formules de dimensionnement du Fer statorique ensuite ils entament le calcul rotorique : Le dimensionnement du circuit magnétique, est basé sur les contraintes suivantes :

* Imposer un niveau d'induction correspondant au coude de saturation de façon à limiter les chutes de potentiel et les pertes fer, tout en diminuant le volume et la masse du fer ; puis définir ce niveau d'induction par la géométrie et le principe de conservation du flux magnétique.

* Le diamètre d'alésage et la longueur active sont les dimensions caractéristiques du processus de dimensionnement. Mais le facteur clé associé est l'induction radiale dans l'entrefer, sa distribution sera admise sinusoïdale.

1.2.2. Deuxième Méthode [3]

Cette deuxième méthode à caractère pédagogique utilisée à l'école polytechnique de MONREAL est une méthode à but didactique, La méthode suggérée offre une certaine marge de manœuvres, des compromis doivent être faits pour le choix de certains paramètres comme le diamètre d'alésage du moteur par exemple, le résultat obtenu doit quelquefois faire l'objet de changement afin de satisfaire les exigences visées, Cette méthode inclue aussi les dispersions due à la disposition en biais des encoches rotoriques.

1.2.3. Troisième Méthode [4]

Cette procédure réunit le calcul et la conception assistée par ordinateur d'une machine à induction, et emprunte différentes phases de calcul suivant un ordre chronologique. Cette approche est basée sur le principe de conception de G.KOUSKOFF et LIWSCHITZ. Sauf qu'on impose les données géométriques d'une machine industrielle déjà existante, comme contraintes auxquelles nous devons nous soumettre. Les résultats numériques du calcul sont comparés avec ceux donnés par la méthode des essais classiques puis traités par une analyse dynamique simulée du comportement de la machine en vue de mettre au point la corrélation et la concordance de ces résultats de conception avec ceux délivrés par le constructeur du moteur à induction étudié.

1.2.4. Méthode Classique [5] « calcul de LIWSCHITZ »

Cette méthode sera développée dans le deuxième chapitre, elle sera à la base de nos calculs lors du dimensionnement des machines.

1.2.5. Procédés actuelles adoptées

En génie électrique, la conception d'un appareil ou d'un circuit comporte des aspects spécifiques dus aux lois de l'électromagnétisme ou de l'électronique et qui caractérisent son fonctionnement intime.

Ces aspects spécifiques doivent pouvoir être analysés et ensuite pris en compte dans des logiciels spécialisés qui permettent une analyse fine des aspects électriques ou électromagnétiques de l'appareil à concevoir [6-9].

Cependant, les effets électriques dans un milieu donné induisent inévitablement des contraintes thermiques et mécaniques qui influent sur le comportement de l'appareil ; ils doivent donc être étudiés soigneusement. [10-12].

Le calcul et l'analyse des régimes transitoires ainsi que les défauts dans les systèmes simulés et particulièrement dans les machines à induction restent abordés par beaucoup de publications, la plupart des articles traitent les défauts et les différents effets indésirables tels que l'étude des harmoniques et les effets des encoches rotoriques dans la machine électrique. Exemple, l'article de A. Canova qui utilise la modélisation par élément finis avec le logiciel flux2D pour le calcul des harmoniques dues aux encoches du rotor d'un moteur asynchrone. [13,14].

Enfin, les impératifs de fabrication impliquent l'immersion de ces progiciels spécifiques dans un ensemble intégré dans lequel les outils généraux de définition géométrique (modeleurs), et ceux de l'élaboration des circuits électroniques qui permettent de préparer les plans et liasses pour la fabrication.

Quelques articles exposent l'expérience de l'institut polytechnique de Grenoble dans l'enseignement de ces logiciels comme le progiciel industriel flux2D, il montre l'intérêt didactique de ces derniers dans la compréhension et l'interprétation des différents phénomènes magnétiques ainsi que leurs domaine d'application dans l'industrie. [15].

Ces logiciels sont très utiles pour l'étude et la modification des différents paramètres de la machine, ces paramètres peuvent variés selon les performances désirés, ils englobent tout aussi bien les dimensions géométriques, pour tous ce qui est magnétique « saturation, courants de Foucault ...etc. », ou bien l'alimentation d'un circuits représentant la partie électrique.

Exemple :

Les paramètres géométriques :

Le dimensionnement de l'entrefer [16].

La forme des encoches rotoriques [17].

Les paramètres magnétiques et électriques en jouant sur les matériaux : comme pour l'étude d'un rotor d'une machine à induction, ici le paramètre modifié ce sont les matériaux magnétiques [18].

Il ressort de cette analyse que les méthodes et techniques générales de la CAO s'appliquent intégralement à la conception du matériel électrique lorsqu'on les complète par quelques outils spécifiques du type calcul de champs ou simulation des circuits de puissance à semi-conducteurs.

1.2.6. La conception dans l'industrie [19]

L'activité de conception, telle qu'elle se pratique dans l'industrie électrique, est consacrée pour 70 % de son volume à de la recopie de dispositifs existants et pour 30 % à des modifications, voire des innovations. Néanmoins, qu'il s'agisse d'un produit nouveau ou d'un dispositif existant à adapter, la conception passe par un certain nombre de méthodes indispensables pour mener ce travail à bien.

Si l'on suppose que le cahier des charges a été établi, il faut s'assurer du bien-fondé de ses résultats avant de passer au projet conceptuel, puis à la réalisation physique. On peut résumer ces aspects par le schéma donné par la figure I.1.

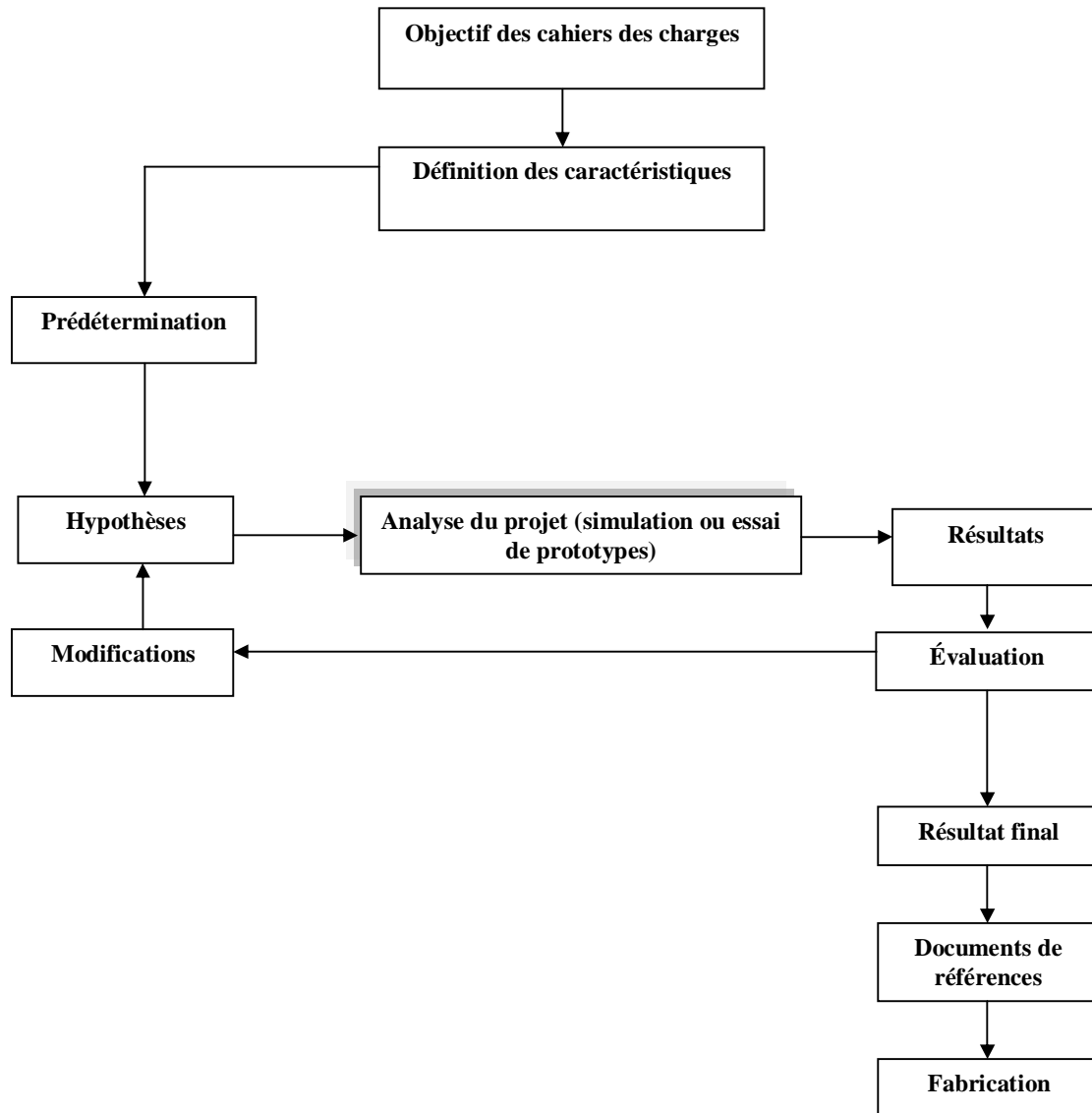


Fig. I.1 Schéma des étapes et aspects de la conception dans l'industrie.

I.3. METHODE PROPOSEE

Après avoir passé en revue plusieurs articles récents traitant le calcul et la C.A.O on peut conclure par les remarques suivantes :

Lors de l'établissement d'un projet, optimiser est un concept qui demeure en permanence à l'esprit de l'ingénieur chercheur soucieux de l'exactitude de ces résultats.

En effet tout au long de notre travail de recherche bibliographique dans le domaine du calcul et de la réalisation des dispositifs électrotechniques et électromécaniques on a remarqué que La

conception assistée par ordinateur est à priori un bon moyen de réaliser des optimisations, du fait de la participation active de l'opérateur au déroulement des calculs. Celui-ci a toute latitude d'étudier l'influence d'un quelconque paramètre sur les caractéristiques qui l'intéressent [2].

I.3.1. Définition et étapes de la conception [2] [19]

La conception consiste en la définition d'un dispositif ou d'un système (constitué de plusieurs objets) répondant à un critère ou un besoin défini en tant qu'objectif dans le cadre d'un cahier des charges bien déterminé. Celui-ci doit comprendre l'ensemble des exigences à réaliser sous forme de performances, de spécifications ou de contraintes techniques, économiques et d'encombrement, etc....

Un processus de conception peut être décomposé en deux étapes élémentaires, à savoir, le choix de la structure à concevoir, ensuite le dimensionnement de la structure choisi.

I.3.2. 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 définies dans le cahier des charges qui comprend généralement les performances à réaliser et les contraintes à respecter [2]. Dans cette étape, il faut faire une collecte des connaissances nécessaires liées aux solutions possibles, existantes ou nouvelles et ensuite choisir la plus adaptée au cahier des charges.

Cette étape exige de la créativité ou de l'expérience. En effet, généralement, on fait appel à l'expérience, au savoir-faire, ou on agit par similitude avec d'autres applications plus ou moins proches et déjà traitées [19]. Pratiquement, une étude sommaire de toutes les solutions possibles doit être faite et un premier choix est déduit, à priori, en fonction d'une vérification plus ou moins satisfaisante du cahier des charges. Le choix définitif du dispositif ne se confirme qu'à la fin de la deuxième étape.

I.3.3. Procédure adopté

Nous proposons dans cette étude une approche dans le calcul et la conception assistée par ordinateur de la machine à induction « La machine asynchrone ». Cette méthode consiste à dimensionner la machine à cage et la machine à rotor bobiné.

* La première étape : utilise le calcul analytique de LIWSCHITZ généralisé par un programme, réservé au dimensionnement d'un moteur à rotor bobiné, écrit sous Matlab.

* La deuxième : un logiciel plus spécialisé basé sur la méthode des éléments finis pour la simulation des machines électriques « le logiciel FLUX2D ».

I.3.3.1. Choix des moteurs étudiés

Les machines asynchrones couvrent un nombre important de structures de moteurs (monophasés, triphasés, bobinés, à cage simple ou double, etc.). De même, la puissance de la gamme industrielle des moteurs s'étend de quelques watts à plusieurs mégawatts. Cependant la conception des petites machines, comme celle des plus grandes, fait appel à des contraintes spécifiques et ne peut donc être traitée dans le cadre de ce mémoire [2].

Nous nous limiterons donc à l'étude des moteurs asynchrones à cage de moyenne puissance, c'est-à-dire pour une gamme de puissance comprise entre 1 et 200 kW ce qui correspond à des spécifications bien précises en terme d'alimentation et de technologie

L'approche du dimensionnement étant quasiment la même, nous présenterons pour la première partie, le calcul complet utilisant la méthode LIWSCHITZ d'un moteur asynchrone à cage d'une puissance de 15 kW.

Pour la deuxième on élargiras notre étude avec le calcul d'un moteur à rotor bobiné d'une puissance de 500 kW, destinée à l'entraînement d'une génératrice à courant continu.

I.3.3.2. Moteurs asynchrones polyphasés à cage de taille moyenne [2]

Un moteur de taille moyenne est caractérisé par deux limites liées à son alimentation. La structure du bobinage statorique triphasé impose une puissance minimale de l'ordre de 1 kW.

Une tension d'alimentation de l'ordre de 380 à 440 V fixe la puissance maximale aux environs de 200 kW, limite définie par l'impossibilité de réaliser le bobinage au-delà, car le nombre de conducteurs par encoche deviendrait inférieur à l'unité.

Une taille moyenne sera donc caractérisée par une gamme allant de 1 kW jusqu'à 200 kW.

A l'intérieur de cette gamme la forme des encoches est déterminée comme suit:

- Les moteurs à encoches trapézoïdales et dents à flancs parallèles, correspondant à des petites puissances (1 à 50 kW environ) ;
- Les moteurs à encoches rectangulaires et dents trapézoïdales, pour des puissances plus importantes (20 à 200 kW et au-delà).

On peut également distinguer la conception des moteurs par la construction de leur cage :

les moteurs à cage en aluminium injecté, pour des puissances de 1 à 50 kW ;

les moteurs à cage en cuivre avec anneaux brasés, pour des puissances au-delà de 50 kW.

I.3.3.3. Paramètres de l'optimisation [20-22]

Les critères d'optimisation des machines asynchrones sont généralement basés sur l'ajustement d'un ou plusieurs paramètres. Dans notre cas de notre étude, nous avons choisi comme paramètre d'optimisation le type de rotor défini par l'architecture des encoches. Cette étude est basée au départ sur les différents rotors proposés par LIWSCHITZ, rotor à encoches périphériques, rotor à effet pelliculaire et encoches profondes, et le rotor à double cage.

I.3.4. Cheminement et voies empruntées

L'arborescence des différents choix opérés tout au long de notre thèse.

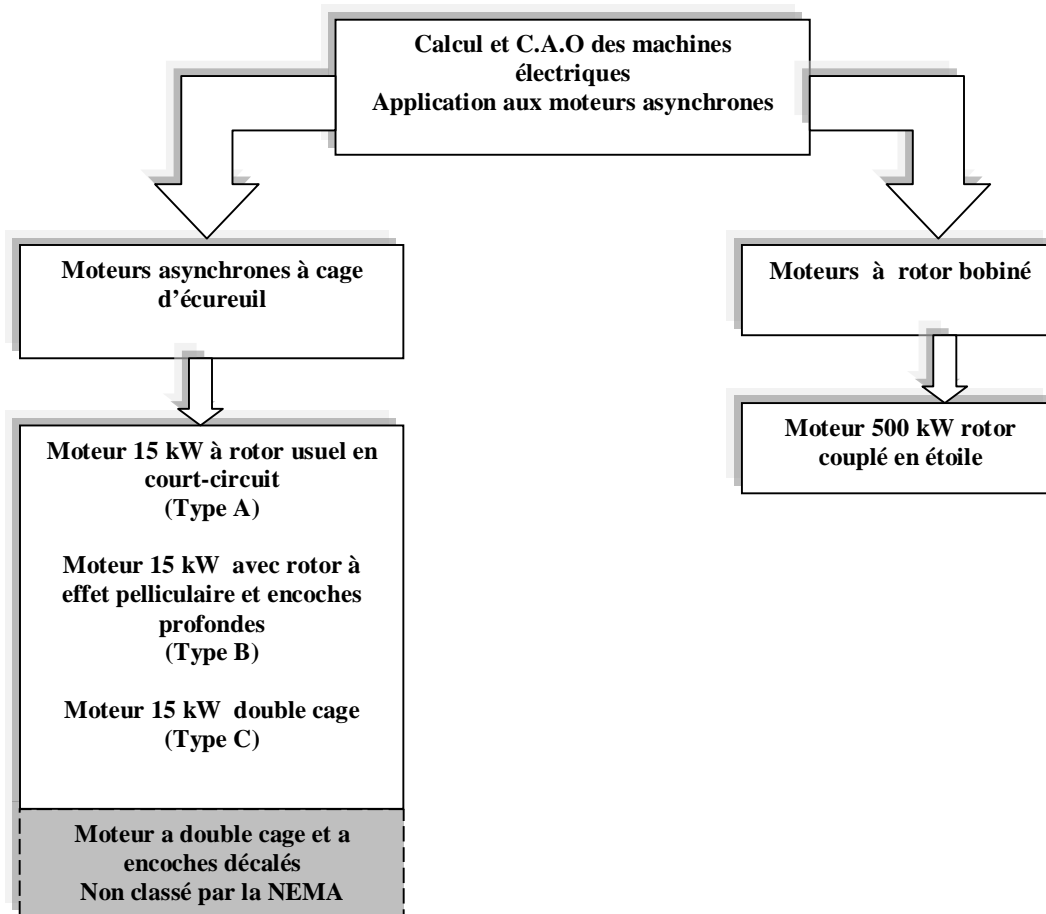


Fig. I.2. Arborescence et cheminement de la thèse.

Note : le classement de moteurs cités est proposé par la NEMA, 'voir chapitre II'.

I.3.4.1.Méthode et procédé de calcul et de dimensionnement [23] « utilisé pour chaque type de moteur a cage» Les différents calculs et le cheminement entrepris ainsi que l’organisations des étapes son inspirées et conforme à la méthode de LIWSCHITZ. Voire chapitre II.

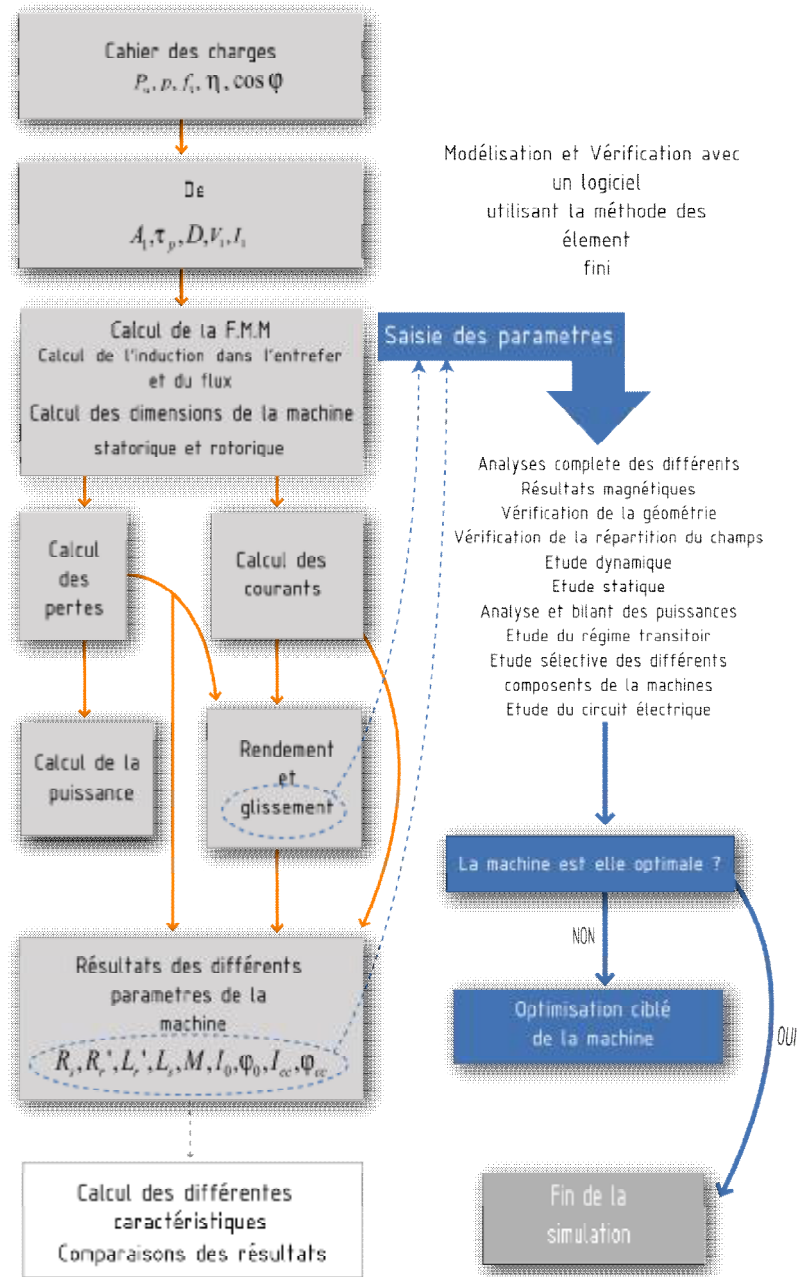


Fig.I.3. Schéma des étapes de calcul et de simulation.

I.3.4.2. Vue globale de la méthode utilisée pour la conception [24]

La procédure de conception repose sur deux parties mutuellement dépendantes : synthèse et calcul analytique puis analyse. La synthèse a été mentionnée ici comme une part de la méthode de conception. Les points de départ pour l'analyse sont les dimensions géométriques obtenues par la synthèse. L'analyse des performances des différents moteurs est effectuée avec un modèle de simulation, détaillé (simulation magnétique et électrique etc....) Les performances sont évaluées par simulation.

I.4. BUT DE NOTRE ETUDE

Cette étude a pour but de calculer, de bien évaluer et de choisir, dans un premier temps le type de rotor adéquat qui satisfera les performances imposées par le cahier de charges d'un moteur à moyenne puissance.

Nous nous engagerons dans un autre calcul cette fois-ci d'un moteur à grande puissance de l'ordre de 500 kW à rotor bobiné, ces grandeurs sont obtenues grâce à un programme développé sous environnement MATLAB.

Elle permettra aussi de comparer et de conforter les résultats des différentes caractéristiques obtenus avec une méthode analytique dite classique « méthode de LIWSCHITZ », et celles dites nouvelles et contemporaines qui utilisent des logiciels de calculs professionnels se servant de la méthode des éléments finis ».

I.5. CONCLUSION

La recherche bibliographique s'est appuyée sur les articles récents traitant différents sujets sur les actionneurs électrotechniques.

Notre observation s'est étendue sur les différentes méthodes utilisées dans le domaine du calcul et de la simulation des dispositifs électriques notamment les machines asynchrones.

Nous avons pris comme support de travail une méthode de calcul utilisée par la majorité des chercheurs dans le domaine de la conception et de l'analyse des machines, apitoyant paramètres et performances des divers systèmes faisons l'objet d'études.

Chapitre II

Généralités sur la construction et la C.A.O des machines asynchrones.

II. INTRODUCTION

II.1. La Conversion de l'énergie dans les machines électriques [25]

La production d'un champ magnétique tournant au sein d'un alésage cylindrique résulte soit de la rotation d'un milieu aimanté, soit de la rotation d'une bobine parcourue par un courant continu, soit enfin de l'alimentation par des courants alternatifs polyphasés d'un système de bobines symétrique (fixe ou mobile). Dès lors, cherchant à assurer un transfert énergétique entre des circuits électriques fixes et des parties mécaniques en rotation, l'analyse des effets d'interaction susceptibles de s'exercer entre ces différents types de sources permet de déduire logiquement les différents concepts de convertisseurs électromécaniques exploitables.

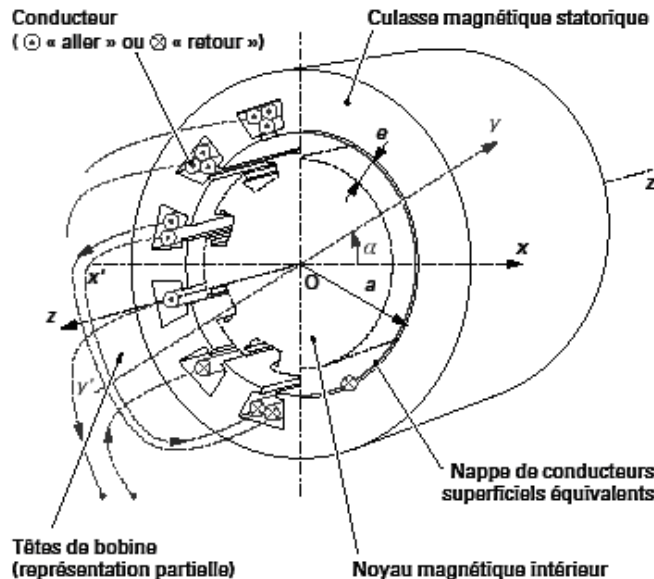


Fig.II.1 Représentation de la structure d'un bobinage sur une machine. [19].

Privilégiant le cas où au moins un des bobinages que comporte nécessairement la structure est solidaire de sa partie fixe (stator), afin de faciliter l'interconnexion de ces bobinages avec les circuits d'alimentation externes, les concepts envisageables seront ici déclinés sur la base d'une configuration prévoyant une armature bobinée polyphasée au stator.

Le champ tournant ainsi produit est alors à même d'interagir avec différents types de moments magnétiques solidaires de la partie tournante (rotor). Sans restreindre la généralité de l'analyse

proposée, soulignons que les rôles du stator et du rotor peuvent être éventuellement interchangés. L'alimentation électrique de la partie mobile suppose alors l'implantation d'un jeu de contacts glissants assurant, le cas échéant, les fonctions de commutation requises.

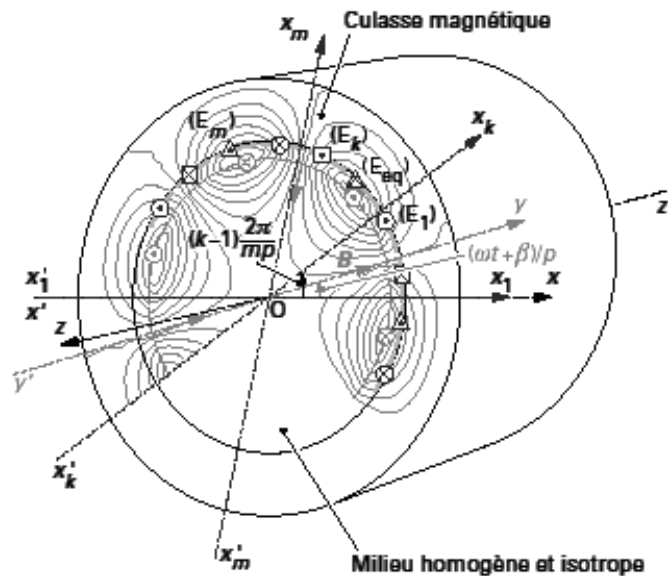


Fig.II.2 Distribution du champ dans une machine. [19].

Reprenant la classification des effets d'interaction élémentaires, deux grandes familles de structures peuvent être à priori identifiées, selon que le moment magnétique rotorique est directement imposé (machines à moment magnétique produit) ou qu'il résulte d'un phénomène dont la cause tient au champ statorique lui-même (machines à moment magnétique induit).

Sachant que ce moment magnétique peut indifféremment résulter de l'action exclusive de corps aimantés ou de la circulation de courants au sein de milieux conducteurs, quatre types d'effets élémentaires seront finalement isolés schéma (Fig. II.3).

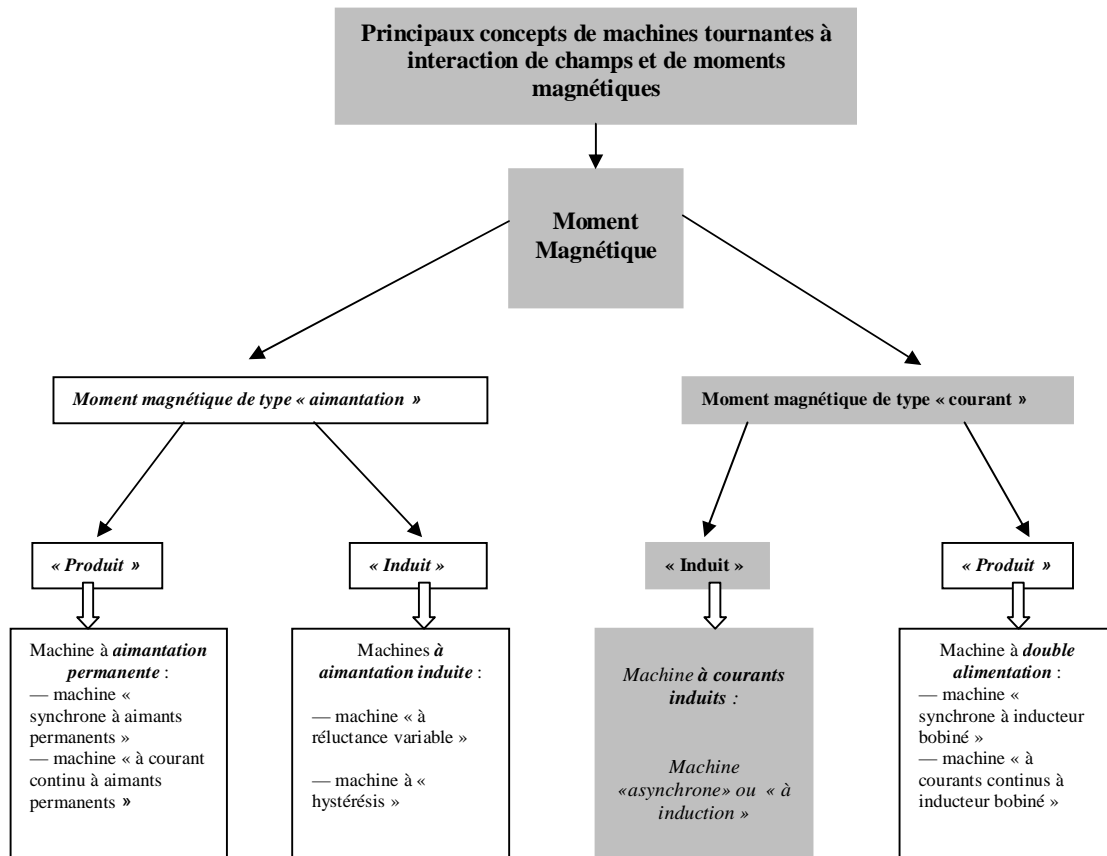


Fig.II.3. Schéma des principaux concepts de machines tournantes.

Comme démontré sur le schéma ci dessus, tout au long de notre travail nous allons traiter que les machines à courants induits c'est-à-dire les machines asynchrones, appelés aussi machines à induction.

II.1.1. Machines à courants induits « machines asynchrones »

En vertu des lois de l'induction électromagnétique, un corps conducteur soumis à une source magnétique variable est le siège de courants induits dont l'effet tend à compenser les variations subies par le champ magnétique extérieur (notons que cette compensation est totale dans le cas de milieux supraconducteurs idéaux au sein desquels le champ magnétique B est nécessairement nul.

Par conséquent, un corps cylindrique conducteur, soumis au champ tournant produit par une armature polyphasée, est susceptible de « réagir » en développant à son tour un moment

magnétique « induit » tournant à la même vitesse que le champ produit et à même d'interagir avec ce dernier.

Considérant plus particulièrement le cas d'un stator polyphasé à distribution sinusoïdale à l'intérieur duquel est placée une nappe cylindrique conductrice homogène éventuellement accolée à un noyau magnétique de grande perméabilité (culasse intérieure), le champ engendré dans la cavité (dans le cadre de l'approximation des états quasi stationnaires) est régi par les équations locales, auxquelles il faut adjoindre l'équation de Maxwell Faraday formulée par : avec E ($V.m^{-1}$) : champ « électromoteur ».

$$rot\vec{E} = -\frac{\dot{\vec{B}}}{\partial t} \quad (II.1)$$

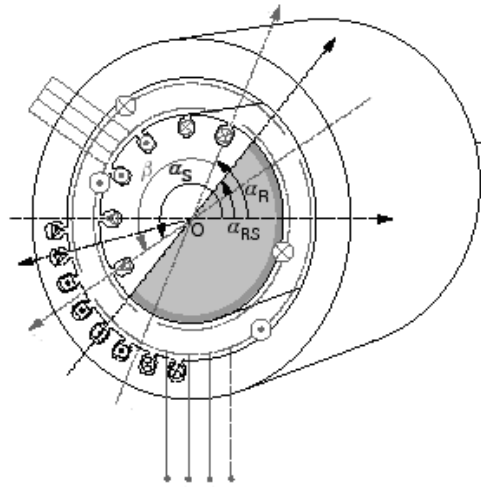


Fig.II.4 Disposition des conducteurs dans la machine à induction. [19].

II.2. Construction du moteur asynchrone triphasé [3,26-35]

Deux composantes principales constituent le moteur asynchrone, souvent appelé moteur d'induction. Elles sont faites de tôles d'acier au silicium et comportent des encoches dans lesquelles on place les enroulements.

L'une des composantes, appelée le *stator*, est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. L'autre composante, nommée le *rotor*, est montée sur un axe et libre de tourner.

Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on reconnaît deux types de rotor: le rotor bobiné et le rotor à cage d'écurieil.

Dans le cas du rotor bobiné, aussi appelé rotor à bagues, l'enroulement triphasé, relié en étoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais. On peut ainsi le court-circuiter comme cela se produit en marche normale, insérer des résistances dans le circuit lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement ou y raccorder un convertisseur de courant à thyristors afin de régler le courant de démarrage et la vitesse en marche.

Depuis quelques années, le moteur à bagues a été délaissé au profit du moteur à cage piloté par des convertisseurs à fréquence variable.

Les encoches du rotor à cage d'écureuil comportent des barres en cuivre ou en aluminium réunies entre elles de part et d'autre du rotor par des anneaux. Dans le cas de moteurs de faible puissance et même de puissance moyenne, les cages sont en aluminium coulé sous vide partiel et pression. Ce procédé permet d'éviter la présence néfaste de bulles d'air dans les barres et d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes de ventilation. Toutefois, dans les petits moteurs de fabrication récente, on utilise plutôt des ailettes en plastique, étant donné que cette matière est beaucoup moins coûteuse que l'aluminium.

II.2.1. Stator

Le stator consiste en un empilement de tôles d'acier au silicium dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50 mm. On utilise les tôles minces dans les moteurs pour lesquels on doit minimiser les pertes dans le circuit magnétique. Dans le cas où le diamètre du moteur ne dépasse pas quelques centaines de millimètres, les tôles sont découpées en une seule pièce. Pour les moteurs de grand diamètre, les tôles du stator et du rotor sont découpées par sections (fig. II.5).

Afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on recouvre habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Dans ces conditions, le rapport entre l'épaisseur véritable d'acier et l'épaisseur physique de l'empilement de tôles, nommé coefficient de foisonnement, se situe entre 0,92 et 0,94.

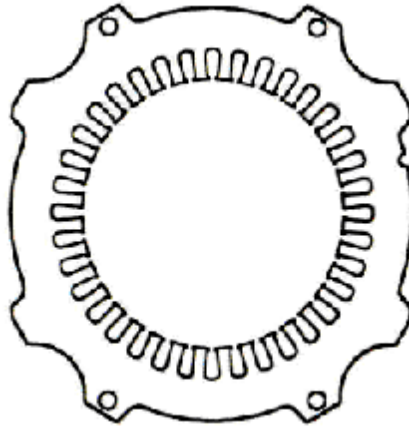


Fig.II.5. Stator d'une machine asynchrone.

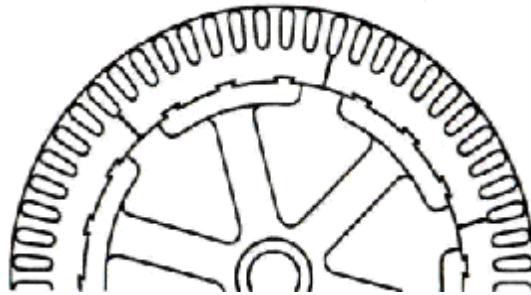


Fig.II.6. Rotor d'une machine asynchrone.

Même lorsqu'on y procède avec des outils en très bon état, les opérations de découpage et d'usinage des tôles produisent des bavures sur le contour.

Ces bavures ont pour effet de court-circuiter ou de relier entre elles les tôles et d'augmenter les courants de Foucault. Dans les machines soignées, on atténue ces effets en passant les tôles découpées entre des rouleaux pour redresser les bavures.

Les opérations de découpage et d'encochement ont aussi pour effet de créer des efforts internes dans les tôles et de détériorer les qualités magnétiques de l'acier; les pertes par hystérésis s'en trouvent augmentées. On peut rétablir les propriétés de l'acier par un recuit dans des chambres hermétiques à atmosphère contrôlée, précaution nécessaire si on veut éviter l'oxydation des tôles. Les diverses formes d'encoches sont de deux types génériques: ouvert et semi-ouvert (fig.II.7). Les encoches de type ouvert sont habituellement de même largeur sur

toute leur profondeur; par conséquent, les dents sont de forme trapézoïdale avec un étranglement près de l'entrefer pour insérer une clavette. Les encoches de type semi ouvert sont généralement de forme trapézoïdale, ce qui permet d'usiner des dents à parois parallèles. L'ouverture laissée par ce deuxième type d'encoche est réduite à une largeur minimale mais permet toutefois qu'on y insère des conducteurs de faible diamètre.

Pour des longueurs de stator (et de rotor) inférieures à 200 mm, on ne subdivise pas le paquet de tôles. Au-delà de 200 ou 250 mm, le paquet de tôles est en général divisé en paquets élémentaires séparés par des espaces d'air ou canaux de ventilation dont la largeur varie entre 8 et 12 mm.

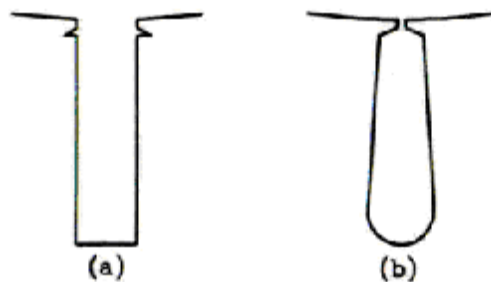


Fig.II.7. Encoche statorique et rotorique d'un moteur asynchrone.

Toutefois, ces canaux de ventilation ne peuvent être vraiment efficaces si, au rotor et au stator, ils ne se trouvent pas vis-à-vis les uns des autres. De plus, leur efficacité est faible s'il n'y a pas de canaux longitudinaux dans le rotor aspirant l'air et par la suite l'expulsant par les canaux radiaux. Pour cette raison, si les rotors sont de faible diamètre et que des canaux longitudinaux ne sont physiquement pas réalisables, on ne retrouvera pas, en principe, de canaux radiaux au rotor et au stator même si la longueur du circuit magnétique est de plusieurs centaines de millimètres. Dans ce cas, la présence des canaux radiaux ne ferait qu'augmenter la longueur des conducteurs et les pertes dans ces derniers.

Pour maintenir l'espacement prévu entre les paquets de tôles et éviter l'étalement des tôles, particulièrement au niveau des dents, ou cela risquerait d'obstruer les canaux de ventilation et de produire des vibrations, on utilise des entretoises (fig.II.8)

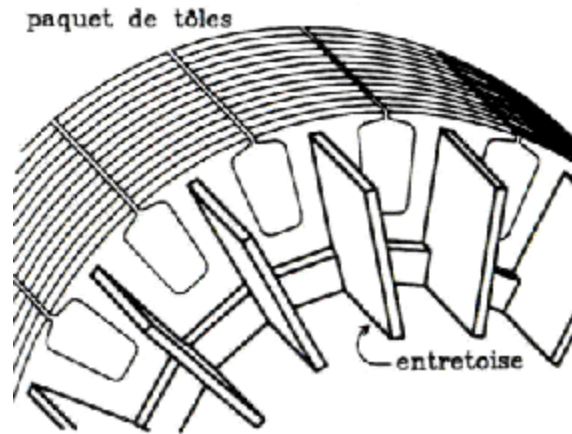


Fig.II.8. Les entretoises dans un rotor à cage.

Pour éviter que les tôles vibrent et produisent du bruit, on les serre ensemble et on les retient à l'aide de boulons ou de cordons de soudure.

Les valeurs mentionnées précédemment pour l'épaisseur des paquets de tôles sont valables pour des vitesses périphériques moyennes. Nous y reviendrons lorsqu'il sera question du choix du diamètre du stator et du rotor.

II.2.2. Rotor

Le rotor est fait, comme le stator, de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées en une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections et montée sur un moyeu (fig. II.6).

Pour les rotors du type bobiné, les enroulements et leurs différents aspects sont semblables à ceux du stator. Ils présentent toutefois la particularité d'être connectés à des bagues sur lesquelles frottent des balais qui rendent le circuit du rotor accessible de l'extérieur.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches sont habituellement du type semi-ouvert, mais on utilise parfois des encoches fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les barres des gros moteurs sont généralement en cuivre ou, à l'occasion, en laiton. Par contre, les barres des petits moteurs sont en aluminium; on utilise de plus en plus le coulage d'aluminium pour des moteurs de plusieurs dizaines et même de quelques centaines de kilowatts. L'aluminium coulé

permet de fabriquer les anneaux terminaux en même temps que les barres qui épousent la forme de l'encoche, qui peut être tout à fait quelconque. Puisque la tension induite dans les barres du rotor est faible, aucune isolation n'est requise entre les barres et les dents.

Pour former le rotor, on empile généralement les laminations de façon que les conducteurs soient obliques par rapport à l'axe du moteur (fig. II.9). Cette disposition a pour effet de réduire considérablement le bruit et les sous harmoniques durant l'accélération et de donner un démarrage et une accélération plus uniforme, en plus d'éviter l'accrochage et les oscillations à faible charge.



Fig.II.9. La disposition en biais des barres rotoriques.

II.2.3. Classification des moteurs à cage d'écureuil [3]

La NEMA (National Electrical Manufacturers Association) classe les moteurs à cage d'écureuil comme suit:

Classe A: Moteurs à couple normal et à courant de démarrage normal

Classe B: Moteurs à couple normal et à faible courant de démarrage

Classe C: Moteurs à fort couple et à faible courant de démarrage

Classe D: Moteurs à fort glissement

Classe F: Moteurs à faible couple et à faible courant de démarrage

Cette classification se base sur la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant plus grande que ce dernier est loin de l'entrefer. La résistance dépend de la longueur du rotor, de la section des conducteurs et du matériau utilisé. Plus cette résistance est grande, plus le courant de démarrage

est petit et meilleur est le couple de démarrage, jusqu'à une certaine limite, bien entendu. Il est donc possible d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues pour les diverses classes.

L'encoche du rotor d'un moteur de classe (A) n'est pas tellement creuse et l'enroulement a une faible résistance. De même, la réactance est faible et presque uniforme pour tout le conducteur; il en résulte que le courant circule dans tout le conducteur. Le couple est normal et le courant de démarrage est suffisamment élevé pour nécessiter, dans la plupart des cas, l'ajout d'un compensateur ou d'un démarreur spécifique comme un autotransformateur, des résistances ou un démarreur électronique. Ce type de moteur ne se fabrique presque plus.

Le moteur de classe B est le plus utilisé de nos jours. Ses caractéristiques découlent de l'emploi d'encoches profondes et étroites (fig.II.10.b). Lors du démarrage, la réactance est plus forte dans le bas du conducteur; cela force le courant à passer surtout dans le haut du conducteur, ce qui en réduit la surface active et augmente sa résistance. Le courant se trouve ainsi limité et on peut, dans bien des cas, démarrer ce moteur à pleine tension; c'est un avantage par rapport au moteur de classe A (fig.II.10.a). Le couple au démarrage demeure toutefois normal.

Un moteur de classe C possède un rotor à double cage d'écureuil (fig.II.10.c). On peut construire cet enroulement de différentes façons. Le principe consiste à placer un enroulement de forte résistance près de l'entrefer et un enroulement de faible résistance loin de la surface. Durant le démarrage, le conducteur éloigné de l'entrefer a une grande réactance, ce qui force le courant à passer dans le conducteur extérieur. Le courant est donc faible mais le couple est fort. Lorsque le rotor a atteint sa pleine vitesse, la réactance du conducteur situé le plus loin de l'entrefer devient faible; la répartition du courant est alors à peu près uniforme dans tout le conducteur.

Un moteur de classe D, a un enroulement d'une grande résistance en raison de sa faible section (fig.II.10.d), ce qui lui confère au démarrage un fort couple ainsi qu'un faible courant. Par contre, il a un glissement à pleine charge qui peut atteindre 15 % et même 20 %.

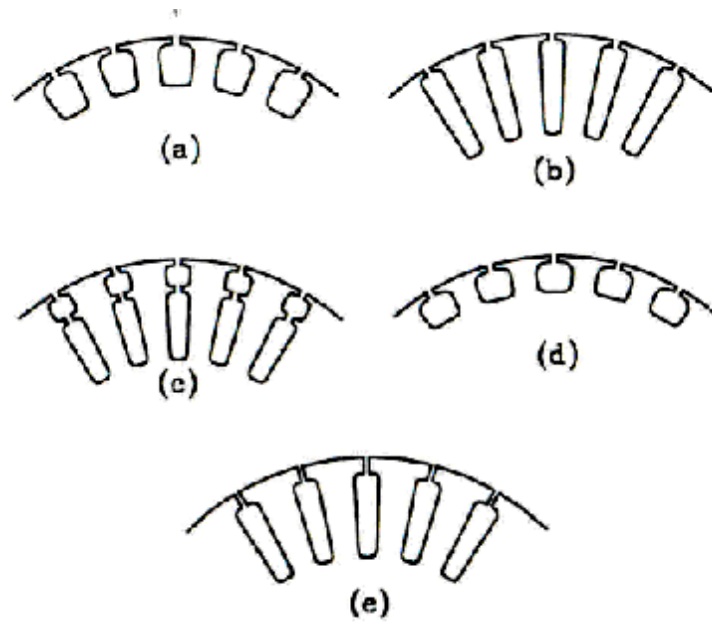


Fig.II.10. Les différents types d'encoches rotorique. Classement de la NEMA.

Les conducteurs du rotor d'un moteur de classe F sont placés loin de l'entrefer (fig.II.10.f). Au démarrage, la réactance est grande et le courant est faible, mais le circuit est très inductif et le couple développé est faible.

On peut ainsi obtenir les caractéristiques recherchées par le choix d'une forme d'encoche appropriée, forme qui n'est pas nécessairement rectangulaire, surtout si les conducteurs sont en aluminium coulé. On retrouve des configurations d'encoches plus complexes (fig. II.11) qui, même s'il s'agit d'une cage simple, donnent un comportement qui tend beaucoup vers celui d'une double cage.

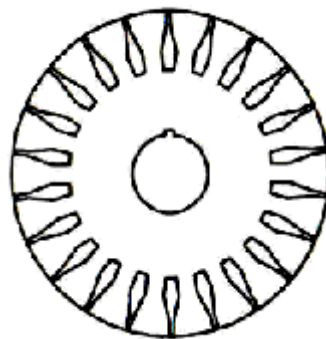


Fig.II.11. Rotor a encoches spéciales.

II.2.4. BOBINAGE [3, 25, 36]

On peut effectuer le bobinage d'une machine tournante de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements: l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. L'enroulement imbriqué s'emploie généralement pour le bobinage des stators de moteurs de quelques dizaines de kilowatts et plus. Dans le cas de petits moteurs asynchrones, particulièrement lorsque le bobinage est mécanisé, on utilise généralement l'enroulement concentrique. L'enroulement ondulé est idéal pour les rotors des moteurs asynchrones à bagues.

Leur disposition dans les encoches différencie ces différents types d'enroulements. L'enroulement concentrique est un bobinage obligatoirement à couche unique, de telle sorte que chaque encoche contient un seul côté de bobine. L'enroulement imbriqué et l'enroulement ondulé peuvent être des bobinages à simple couche, mais sont plus souvent à double couche. Si tel est le cas, chaque encoche contient deux côtés de bobine et le nombre de conducteurs par encoche doit nécessairement être un nombre pair.

Il est possible de relier en série toutes les bobines de l'enroulement pour une même phase; on obtient alors un moteur qui ne peut opérer que sous une seule tension. Par contre, on peut répartir les bobines en un certain nombre de groupes à l'intérieur desquels elles sont connectées en série. Les groupes ainsi formés peuvent se relier en série ou en parallèle et permettre d'utiliser le moteur sous plusieurs tensions.

Lorsque les bobines sont faites de fils carrés ou rectangulaires d'assez forte section, elles sont formées sur des gabarits et insérées globalement dans des encoches ouvertes.

Dans le cas d'encoches de type semi-ouvert, on utilise habituellement plusieurs fils ronds, vernis et de faible section pour former les conducteurs des bobines. Comme les bobines faites de fils carrés, elles sont généralement formées sur des gabarits, mais introduites fil par fil ou quelques fils à la fois dans les encoches.

II.3. Calcul des machines en général [45]

II.3.1. Calcul des dimensions géométriques

Tous les systèmes électromécaniques ont deux points en commun:

- Ils sont le siège d'une force mécanique? Ils sont soumis aux équations de Maxwell, et plus particulièrement aux principes de Kirchoff appliqués aux circuits magnétiques « somme des différences de potentiel nulle sur une maille, conservation du flux ».

A ces deux principes fondamentaux s'ajoutent des contraintes liées aux matériaux utilisés et à la forme géométrique du système. En cherchant une solution respectant les deux principes fondamentaux et les contraintes supplémentaires. L'itération se fait sur un nombre limité de grandeurs essentielles, telles que le diamètre d'alésage, dont dépendent toutes les autres dimensions de la machine.

II.3.2. Calcul des perméances, des flux et des bobinages

Lorsque les dimensions géométriques d'une machine sont connues, il est encore nécessaire de déterminer les caractéristiques des bobinages (répartition des conducteurs dans les encoches, nombre de spires par bobine, etc..). La détermination des perméances propres et mutuelles associées aux différentes parties de la machine est indispensable pour la simulation du fonctionnement: on en profite pour obtenir directement, en fonction du nombre de spires des bobinages, des relations exactes liant la tension réelle aux bornes de la machine et le couple électromécanique, équations qu'il suffit alors de résoudre. (Traditionnellement, le nombre de spires est calculé en fonction de la tension induite à vide, inconnue a priori, et de facteurs correctifs.

II.3.3. Calcul des dimensions finales

Les dimensions principales de la machine sont estimées au début des opérations. Ensuite, l'utilisateur a la possibilité de modifier quelques-unes d'entre elles (introduction des caractéristiques de "tôles" ou d'aimants du commerce). Lorsque les bobinages sont complètement déterminés, il est possible de simuler le comportement du moteur en régime permanent ou transitoire, et de comparer les valeurs obtenues avec le cahier des charges. En fonction du résultat, on peut modifier un ou plusieurs éléments de la machine et reprendre le calcul, et ainsi de suite jusqu'à l'obtention d'une solution optimale.

II.4. CALCUL DE LA MACHINE ASYNCHRONE « Méthode de LIWSCHITZ » [5]

Dans ce qui suit on a essayé de résumer les étapes jugées importantes de cette méthode

II.4.1. Circuit magnétique

La machine asynchrone travaille entre la marche à vide et celle à pleine charge avec un flux magnétique à peu près constant. Dans ce cas, le calcul de la caractéristique à vide est superflu. Il suffit d'en déterminer un seul point celui qui correspond à la tension nominale dans

la marche à vide et celle en court circuit, on détermine facilement le comportement en charge de la machine asynchrone.

Dans le cas d'une courbe d'induction sinusoïdale, il existe entre la F.E.M. induite par phase et le flux la relation suivante :

$$V_1 \approx E_1 = 4,44 f_1 N_1 K_{w1} \hat{f} \quad (\text{II.2})$$

Ou :

f : désigne la fréquence

N_1 : Le nombre de spires en série par phase.

K_w : Le facteur d'enroulement pour l'onde fondamentale (courbe sinusoïdale).

II.4.2. Calcul des Dimensions Principales

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre pour base la puissance apparente, La relation entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par l'équation (II.3) définissant le coefficient d'utilisation de la machine.

A_1 : Désigne la densité linéaire de courant à la périphérie de l'induit. Elle caractérise l'utilisation électrique de la machine Le coefficient d'utilisation qui est considéré comme étant l'élément fondamental pour le calcul des dimension principales est alors donnée par :

$$C = \frac{P_s 10^{-3}}{D^2 l_i 60 n} = \frac{k_{w1} \hat{B}_d A_1}{8,6.10^3} \quad (\text{II.3})$$

Cette formule est déterminée à partir équations suivantes :

Calcul de la puissance apparente :

$$P_s = \frac{P_u}{h \cos f} \quad (\text{II.4})$$

Calcul du courant statorique I_1 :

$$P_s = m_1 V_1 I_1 \quad (\text{II.5})$$

$$f_1 = p.n \quad (\text{II.6})$$

Calcul du diamètre d'alésage:

$$t_p = \frac{pD}{2p} \quad (\text{II.7})$$

Calcul du flux max :

$$\hat{f} = \frac{2}{p} t_p l_i \hat{B}_d \quad (\text{II.8})$$

Calcul de A_1 « Densité du courant au stator » :

$$A_1 = \frac{2m_1 N_1 I_1}{pD} \quad (\text{II.9})$$

La relation (II.3) permet de déterminer le volume $D^2 l_i$, choisissant un champ d'induction B_d dans l'entrefer, et une densité de courant linéaire A_1 , ou le coefficient d'utilisation C . Les valeurs de C , B_d , A_1 sont estimées à partir des abaques en fonction de t_p , P etc. « Fig.A.6.b, Fig.A.9 »

Pour la détermination du diamètre d'alésage D et de la longueur virtuelle l_i on utilise la relation empirique suivante :

$$I = \frac{l_i}{t_p} = \sqrt[3]{P} \quad (\text{II.10})$$

Le rapport I est fonction du nombre de paires de pôles et varie dans un intervalle « Fig.A.7 »

a. Calcul de la F. M. M

Le calcul de la F.M.M s'effectue de la manière suivante: Connaissant la valeur de B_s et les dimensions du moteur, on calcul le flux Φ par pôle. On peut ensuite déterminer aisément les valeurs de l'induction B_i et du champ magnétique correspondant H_i dans chaque tronçon du circuit magnétique par conservation du flux :

$$B_i = \frac{f_i}{S_i} \quad (\text{II.11})$$

Lorsque la saturation de la dent n'est pas forte ($< 1,8$ T), on peut admettre que le flux entier \hat{f}_t

$$\text{passe par la dent. On a alors : } \hat{B}_{z_y} = \frac{\hat{f}_t}{S_{z_y}} \cong \frac{l_i}{k_f l_{Fe}} \frac{t_z}{z_y} \hat{B}_d \quad (\text{II.12})$$

Le passage de chaque tronçon se fait à travers de la courbe de première aimantation des tôles constituant le circuit magnétique de la machine. Du point de vue construction, le choix des tôles se fait suivant des critères économiques et selon leurs qualités électromagnétiques. Ces valeurs du champ H_i multipliées par l_i représentant la longueur du tronçon, nous donne la valeur de la tension magnétique pour chaque tronçon.

On aura enfin la f.m.m. totale du circuit magnétique:

$$F_T = \sum_{i=1}^n H_i.l_i = F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_n = N.I \quad (\text{II.13})$$

b. *Choix des nombres d'encoches*

Le choix des nombres d'encoches du stator et du rotor obéit à des contraintes de natures géométrique, électromagnétique et électromécanique.

Les contraintes géométriques sont avant tout liées à la mise en place du bobinage statorique. Pour limiter les coûts, un certain rapport hauteur/largeur d'encoches (2 à 4) doit être adopté. De plus, le pas d'encoche doit s'accroître avec le diamètre d'alésage.

Le choix du nombre d'encoches statoriques est lié au nombre de pôles et au nombre de phases ainsi qu'aux contraintes géométriques. Le choix du nombre d'encoches rotoriques est lié au nombre d'encoches statoriques et doit être tel que les effets réductants (influence de la variation des perméances de dents) soient minimisés afin de réduire le bruit et les couples parasites et d'éliminer toute attraction unilatérale.

c. *Entrefer*

Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Un entrefer assez grand est également avantageux pour ce qui est des pertes supplémentaires dans le fer, produites par les pulsations du champ, et de la dispersion provoquée par les champs harmoniques supérieurs. En revanche, eu égard au courant magnétisant (facteur de puissance), l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible.

Les figures A.16 (a) et (b) en annexe donnent les épaisseurs d'entrefer de machines normales, en fonction du pas polaire, pour divers nombres de paires de pôles.

II.4.3. Calcul des courants

a. *Evaluation du Courant Magnétisant :*

Il est exprimé comme suit :

$$I_m = \frac{p \hat{F}_{ci}}{0,9.m_1 N_1 k_{w_1}} \quad (\text{II.14})$$

b. *Calcul du Courant de Barre et Anneau :*

Il est défini par:

$$I_2 = \frac{P_u + P_{ft+vt} + P_{sup}}{m_2 \cdot E_2 (1-s)} \quad (\text{II.15})$$

Et le courant d'anneau est :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \sin\left(\frac{p \cdot p}{Z_2}\right)} \quad (\text{II.16})$$

II.4.4. Facteur de puissance, rendement et capacité de surcharge des moteurs asynchrones normaux

Les facteurs de puissance et les rendements des moteurs asynchrones normaux, avec rotors bobinés et en court-circuit, sont représentés par les figure (A.3) et Figure (A.4), pour les vitesses de rotation usuelles (fréquence du réseau = 50 Hz). Ces valeurs se rapportent à une tension nominale de 500 V pour des puissances jusqu'à 10 kW, à 1000 V pour 10 à 50 kW, à 3000 V pour 50 à 300 kW et à 6000 V pour des puissances supérieures à 300 kW. Des tensions plus élevées conduisent à une légère réduction des facteurs de puissance, lorsque les moteurs.

II.4.5. Calcul des Réactances de Fuites

Il est très difficile de calculer la dispersion avec exactitude car pour cela il faut des formules qui établissent des relations exactes avec les différents paramètres. Cependant il existe des formules qui donnent des résultats avec une bonne approximation dans la pratique et qui s'approche assez de la réalité.

Pour obtenir les formules à employer dans le calcul des inductances et des réactances de fuite des machines électriques, on décompose le flux total de dispersion en trois flux partiels :

- Flux de dispersion d'encoche,
- Flux de dispersion des têtes de bobines.
- Flux de dispersion différentielle.

a. La dispersion d'encoche

$$X_{sz} = 12,56f \frac{N^2}{p} \Lambda_{sz} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$\Lambda_{s_z} = m_0 \frac{l_z}{q} I_{s_z} \quad (\text{II.18})$$

b. La dispersion des têtes de bobines

Pour la dispersion des têtes de bobines (développantes), on a:

$$X_{s_b} = 12.56 f \frac{N^2}{p} \Lambda_{s_b} \quad (\text{II.19})$$

Le calcul de la grandeur Λ_{s_b} ne peut être effectué que de façon approximative. Un calcul exact n'est pas possible, car le parcours des lignes de dispersion autour des têtes de bobines se présente sous la forme de courbes compliquées. Il est influencé par la masse de fer voisine et par les conducteurs situés près des autres phases et des autres enroulements.

$$\Lambda_{s_b} = \left(\frac{1}{2p} \ln \frac{t'_p - r_1}{r_1} + 0,04 \right) m_0 2d_t + \left(\frac{1}{2p} \ln \frac{d_t}{r_1} + 0,04 \right) m_0 t'_p \quad (\text{II.20})$$

La réactance de fuite totale du primaire est :

$$X_{s_1} = L_{f_s} \cdot w = 12,56 \cdot \frac{N_1^2}{P} (\Lambda_{s_{b_1}} + \Lambda_{s_{z_1}} + \Lambda_{s_{d_1}}) \quad (\text{II.21})$$

c. Flux de dispersion différentielle (dispersion des flux harmoniques).

La réactance de fuite par phase du rotor, correspondant à la dispersion différentielle, est égale à :

$$X_{s_{d_2}} = 12,56 \frac{f}{2p} \Lambda_{s_{d_2}} \quad (\text{II.22})$$

La réactance de fuite totale du secondaire est :

$$X_{s_2} = L_{f_s} \cdot w = 12,56 \cdot \frac{f_1}{2p} (\Lambda_{s_{b_2}} + \Lambda_{s_{z_2}} + \Lambda_{s_{d_2}}) \quad (\text{II.23})$$

II.4.6. Evaluation des Pertes

Les pertes dans une machine électrique peuvent être divisées en trois parties:

Les pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre ;

Les pertes dans le fer (Hystérésis, courant de Foucault et pulsation du flux) ;

Les pertes par frottement et ventilation, qui sont relativement faibles par rapport aux autres pertes.

II.4.6.1. Pertes joules

a. Dans le Stator :

Les pertes par effet Joule dans les enroulements du stator sont :

$$P_{Q_1} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_1^2 \quad (\text{II.24})$$

La résistance statorique par phase est :

$$R_s = r \frac{L_{tot}}{S} \quad (\text{II.25})$$

b. Dans le rotor

Dans le rotor en court circuit, la F.E.M. induite par barre est :

$$E_{ba} = (V_1 - I_m X_{s_1}) \frac{1}{2N_1 k_{w_1}} \quad (\text{II.26})$$

Et le courant par barre :

$$I_{ba} = \frac{P_u + P_{vt+f_1} + P_{v+pu}}{Z_2 E_{ba} (1-s)} \quad (\text{II.27})$$

Le glissement est déterminé par les mêmes relations que celle du rotor bobiné, soit :

$$s = \frac{I_{ba}}{E_{ba}} \left[R_{ba} + \frac{2R_{an}}{\left(2 \sin \frac{pp}{Z_2} \right)^2} \right] \quad (\text{II.28})$$

Les pertes dans le cuivre pour le secondaire sont :

$$P_{Q_2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (\text{II.29})$$

$$R_{ba} = r \frac{L_{bar}}{S_{bar}} \quad (\text{II.30})$$

La résistance de l'anneau est donnée par :

$$R_{an} = r \frac{L_{an}}{S_{an}} \quad (\text{II.31})$$

Pour pouvoir sommer les résistances de l'anneau et de la barre il faut ramener la première au courant de la barre par un facteur de réduction :

$$R_2 = R_{ba} + \frac{2 \cdot R_{an}}{4 \cdot \sin^2 \frac{P \cdot P}{Z_2}} \quad (\text{II.32})$$

La résistance rotorique totale ramenée au stator est :

$$R_r' = \left(\frac{m_1}{m_2} \right) \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{K_{w1}}{K_{w2}} \right)^2 \cdot R_2 \quad (\text{II.33})$$

II.4.6.2 Pertes dans le Fer

Les pertes dans le fer se composent principalement des pertes par Hystérésis P_h et des pertes par courants de Foucault P_w .

Les pertes par Hystérésis et par courants de Foucault sont transformées en chaleur, la somme des pertes par seconde dans un kg de fer est :

$$P_{h+w} = S_h f \hat{B}^2 f_h 10^{-2} + S_w (f \hat{B})^2 f_w 10^2 \quad (\text{II.34})$$

Les constantes f_h et f_w sont les facteurs de réactions ils sont données par la littérature pour les différents matériaux.

II.4.6.3 Pertes Mécaniques

Ces pertes prennent en compte tous les frottements dus à la rotation de la partie mobile de la machine. Ces pertes dans les paliers lubrifiés ont fait l'objet de nombreuses études. Ces études ont pour base l'équation des films minces visqueux qui permet de tenir compte des conditions géométriques.

II.4.7. Détermination des Grandeurs de Marche à Vide

Le courant de marche à vide I_o caractérise le courant magnétisant et les pertes à vide de la machine

$$I_0 = I_{m_0} + I_{o_a} \text{ Et } (1 + \cos f_{cc}) h \quad (\text{II.35})$$

Puisqu'on considère I_m constant, on peut écrire que :

$$I_m = I_{m_0} \quad (\text{II.36})$$

$$I_{0a} = \frac{P_{fe} + P_{fi+vt}}{m_1 \cdot V_1} \quad (\text{II.37})$$

II.4.8. Calcul des Paramètres de Marche en Court – Circuit

$$I_{cc} = \frac{V_1 \cdot (1 + S_{H_1})}{\sqrt{(X_{s_{tot}})^2 + (R_{s_{tot}})^2}} \quad (\text{II.38})$$

$$X_{s_{tot}} = X_{s_1} + [(1 + S_{H_1}) \cdot X'_{s_2}] \quad (\text{II.39})$$

$$R_{s_{tot}} = R_s + [(1 + S_{H_1}) \cdot R'_r] \quad (\text{II.40})$$

Le coefficient de dispersion de HEYLAND dans la formule est un facteur de correction, pour tenir compte de la branche du courant magnétisant.

$$\cos j_{cc} = \frac{R_{tot}}{\sqrt{(X_{s_{tot}})^2 + (R_{s_{tot}})^2}} \quad (\text{II.41})$$

II.4.9. La capacité de surcharge

$$C_s = \frac{I_{cc} - I_m}{I_1 \cos f} \quad (\text{II.42})$$

II.4.10. Détermination des Paramètres du Schéma Equivalent

Exemple : l'inductance statorique $L_s = \frac{3V \cdot I_0 \cdot \sin j_0}{3w_s \cdot I_0^2}$ (II.43)

II.4.11. Rendement il es exprimé par :

$$h = \frac{P_u}{P_u + P_{tot}} \quad (\text{II.44})$$

Les méthodes analytiques de calcul des inductances de fuites sont généralement simples à établir et d'un emploi facile. Elles ne sont applicables cependant que lorsque les géométries étudiées sont simples (rectangulaires, circulaires) et lorsque la saturation des circuits magnétiques n'est pas prise en compte. Dans des cas plus complexes, comme pour les têtes de bobines par exemple,

les calculs analytiques ne sont possibles que si des hypothèses très simplificatrices sont effectuées. C'est la raison pour laquelle on trouve plusieurs expressions différentes, exemple la méthode d'ALGER.

II.5. Méthode d'ALGER pour le calcul du flux de fuites des têtes de bobines [46]

La répartition bidimensionnelle de l'induction dans la section droite d'une machine électrique permet l'adoption d'hypothèses simplificatrices qui favorisent l'écriture de relations analytiques entre les différentes grandeurs étudiées. C'est ainsi que l'on peut calculer des inductances de fuites comme nous l'avons montré dans les paragraphes précédents.

Lorsqu'on se place aux extrémités d'une machine, au voisinage des têtes de bobines, on ne peut faire aucune hypothèse quant à la répartition spatiale de l'induction. Il faut donc, en toute rigueur, résoudre un problème tridimensionnel. Malgré cette difficulté, de nombreuses études ont été effectuées et ont conduit à des expressions analytiques qui donnent, avec une précision acceptable, la valeur de l'inductance de fuites des têtes de bobines. L'une des expressions utilisées est celle d'Alger :

$$L_f = m_0 \frac{m.N_s^2.D}{p^2} . f(g) \quad (\text{II.45})$$

Avec m nombre de phases,

N_s Nombre de spires par phase,

p Nombre de paires de pôles,

D Diamètre de l'entrefer.

$f(g)$ Est fonction du coefficient de raccourcissement k_r , selon :

$$\text{La valeur de } g \text{ est obtenu grâce a } k_r = \sin\left(g \frac{p}{2}\right) \quad (\text{II.46})$$

$$\text{Et } f(g) = 0,3(3g - 1) \quad (\text{II.47})$$

II.6. CALCUL ELECTROMAGNETIQUE

La simulation électromagnétique fait appel au calcul des champs créés dans les diverses parties du moteur.

Les grandeurs à l'intérieur de ce dernier sont de nature essentiellement bidimensionnelles dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine.

Cependant, il existe certains effets de nature tridimensionnelle comme les courants dans les têtes de bobines ou dans les anneaux de court-circuit de la cage. On verra qu'il est possible de tenir compte de ces effets tout en gardant, pour des raisons de temps de calcul et d'efficacité du processus de conceptions, un modèle bidimensionnel.

II.6.1. Modèle bidimensionnel [2, 37]

Lorsque l'on se place dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine celle-ci se présente sous la forme décrite sur la figure (II.13) sur laquelle l'épaisseur de l'entrefer a été agrandie pour des raisons de lisibilité.

II.6.2. Les Équations

Si l'on appelle J_s et J_r les densités de courant dans les conducteurs respectivement statoriques et rotoriques, la réluctivité (inverse de la perméabilité) des tôles magnétiques et A la composante axiale du potentiel vecteur magnétique il vient :

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{rot} \mathbf{H} = J_s \\ \mathbf{div} \mathbf{B} = 0 \\ \mathbf{H} = n \left(\frac{\mathbf{r}}{B} \right) \mathbf{B} \end{array} \right\} \text{ Pour le stator.} \quad (\text{II.48})$$

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{rot} \mathbf{H} = 0 \\ \mathbf{div} \mathbf{B} = 0 \\ \mathbf{B} = m_0 \mathbf{H} \end{array} \right\} \text{ Pour l'entrefer} \quad (\text{II.49})$$

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{rot} \mathbf{H} = J_r \\ \mathbf{div} \mathbf{B} = 0 \\ \mathbf{H} = n \left| \frac{\mathbf{r}}{B} \right| \mathbf{B} \end{array} \right\} \text{ Pour le rotor.} \quad (\text{II.50})$$

La relation $\mathbf{div} \mathbf{B} = 0$ est constante dans les trois domaines, la continuité de la composante normale de \mathbf{B} aux passages entre les tôles et l'air conduit à utiliser le potentiel vecteur A tel que: $\mathbf{B} = \mathbf{rot} \mathbf{A}$ qui est donc parallèle à l'axe de la machine et dont l'unique composante vérifie :

$$\left. \begin{aligned} B_x &= \frac{\partial \dot{A}}{\partial Y} \\ B_y &= -\frac{\partial \dot{A}}{\partial X} \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.51})$$

Les équations (23) deviennent alors :

$$\frac{\partial}{\partial X} \left(n \left(\frac{\mathbf{r}}{B} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial X} \right) + \frac{\partial}{\partial Y} \left(n \left(\frac{\mathbf{r}}{B} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial Y} \right) = J \quad (\text{II.52})$$

Où J est égal à J_s , J_r ou 0 suivant que l'on se trouve dans un conducteur statorique, rotorique ou dans un milieu où la densité de courant est nulle. La relation $n \left(\frac{\mathbf{r}}{B} \right)$ tient compte de la courbe de saturation du matériau magnétique utilisé et crée une relation non linéaire.

D'autre part, le moteur étant alimenté à partir d'une tension donnée, les courants qui circulent dans le stator et le rotor, et donc J_s et J_r sont fonction de l'état de saturation de la machine donc de la solution de l'équation (II.52).

Il est cependant possible de tenir compte de ce phénomène en introduisant dans les équations les effets des circuits électriques externes.

II.6.3. Prise en compte des effets électriques extérieurs

La prise en compte des effets électriques externes se fait en tenant compte de la présence de parties conductrices. Le couplage entre les champs magnétiques et électriques est introduit en faisant apparaître le potentiel scalaire électrique V tel que :

$$J = s \frac{\partial \dot{A}}{\partial t} - s \operatorname{grad} n \quad (\text{II.53})$$

s étant la conductivité du conducteur.

Le potentiel électrique V est dû à la tension appliquée sur les conducteurs, mais également à l'effet du champ magnétique. L'équation du champ magnétique en terme de potentiel vecteur s'écrit :

$$\frac{\partial}{\partial X} \left(n \frac{\partial \dot{A}}{\partial X} \right) + \frac{\partial}{\partial Y} \left(n \frac{\partial \dot{A}}{\partial Y} \right) - s \operatorname{grad} n = 0 \quad (\text{II.54})$$

Or, dans le cas bidimensionnel, $\operatorname{grad} n$ est constant sur un conducteur et, comme A et J n'ont qu'une seule composante, le terme $L \operatorname{grad} n$ (où L est la longueur de fer du moteur), représente la valeur ΔV de la tension aux bornes du conducteur. La prise en compte de cette tension aux bornes est faite en connectant le logiciel de calcul de circuit électrique qui permet, à partir des

conditions électriques extérieures et des grandeurs liées à la mise en équation du champ électromagnétique, de déterminer les valeurs réelles de la densité de courant en tout point.

II.7. METHODE DES ELEMENTS FINIS [2, 25]

Le principe de la méthode est d'utiliser une formulation variationnelle des équations du champ électromagnétique et, quand cela n'est pas possible, de projeter, au sens vectoriel, sur les fonctions d'approximation la fonction d'erreur entre la formule approchée de la valeur du potentiel vecteur électromagnétique et la valeur exacte définie par les équations du potentiel vecteur. La valeur approchée du potentiel vecteur est définie comme une combinaison linéaire des valeurs A_i de A noeuds d'un découpage défini et des fonctions de base associées aux éléments de dimension finie qui constituent ce découpage.

Pour le moteur dont la géométrie est définie par la (figure II.12), on représente le découpage en éléments finis sur les figures (II.13) et (II.14), géométrie où l'entrefer a fait l'objet d'un agrandissement pour montrer le découpage interne.

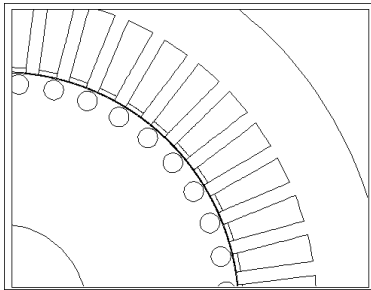


Fig. II.12. Coupe d'un moteur à induction.

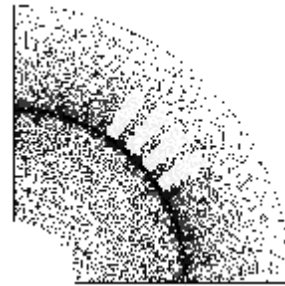


Fig. II.13. Maillage d'un moteur à induction.

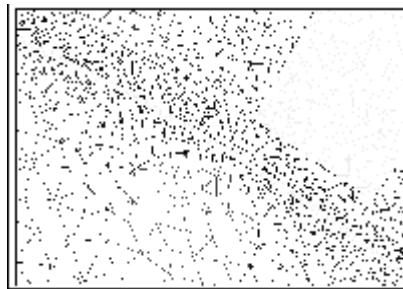


Fig. II.14. Agrandissement du maillage.

La formulation adoptée, appliquée au découpage réalisé permet de transformer le système d'équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques linéaires si les équations de départ le sont et non linéaires dans le cas contraire.

La résolution par des méthodes itératives permet d'obtenir la valeur du potentiel vecteur A , en tous les noeuds du domaine discrétisé et d'accéder par là à toutes les grandeurs utiles pour la conception de la machine (induction, couple, F.E.M, courants, etc.).

Cette méthode qui a été étudiée pour les problèmes électromagnétiques et thermiques est utilisée dans de nombreux logiciels pour des analyses mécanique, thermique ou électromagnétique ; elle est à la base, en particulier, du logiciel FLUX2D.

II.8. Logiciel FLUX2D [38-44]

Ce logiciel a été conçu et réalisé en 1981 par le laboratoire d'électrotechnique de Grenoble. Il est depuis cette date commercialisé par la société CEDRAT et est aujourd'hui utilisé par les principaux constructeurs de matériel électrique. Développé au départ pour les applications électrostatiques et magnétostatiques, il comprend aujourd'hui 20 modules qui permettent d'aborder l'ensemble des problèmes qui se posent lors de la conception d'un appareil électromagnétique. En particulier, la notion de couplage entre les équations de champ et les équations de circuit extérieur permettent de simuler le fonctionnement d'un moteur alimenté sous une tension donnée au stator et tenir compte de l'effet de fermeture des anneaux de court circuit au rotor. La possibilité de simuler également le mouvement du rotor en fonction du temps et de la tension d'alimentation permet d'étudier l'effet des couples instantanés au-delà du couple moyen calculé par les méthodes classiques.

II.9. CONCLUSION

Une présentation des machines en générales et des moteurs a induction en particulier a été faite, commencent avec les éléments de construction du moteur asynchrone triphasé. On a aussi détaillé les procédures de son calcul ainsi que les différentes étapes de la méthode LIWSHITZ, le calcul électromagnétique des machines a induction ainsi que la méthode des éléments finis.

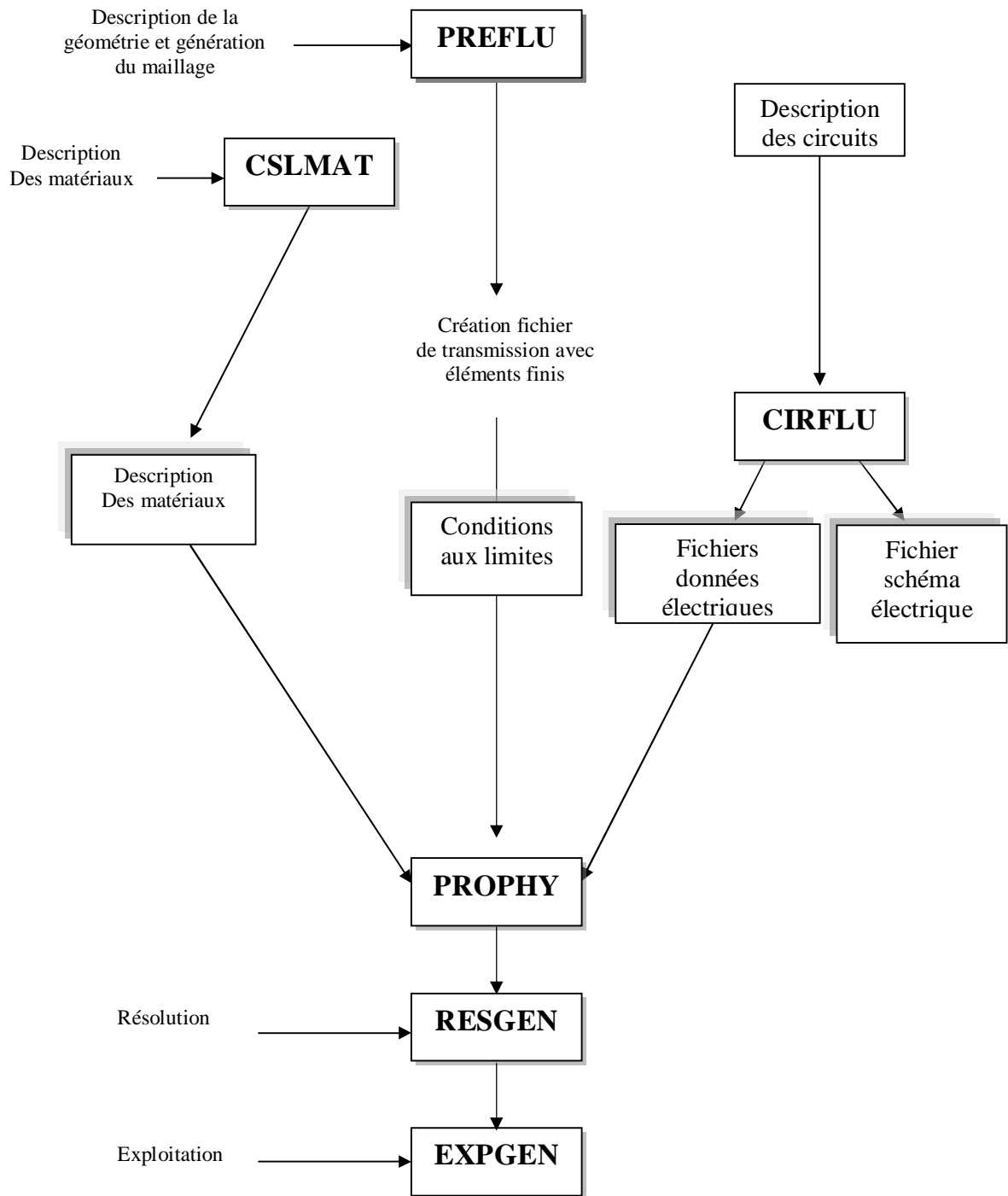


Fig. II.15. Schéma des différents modules du logiciel FLUX2D.

Chapitre III

Calcul Analytique et Dimensionnement
Définitif

III.1. INTRODUCTION [2]

Les moteurs asynchrones couvrent un nombre important de structures de moteurs (monophasés, triphasés, bobinés, à cage simple ou double, etc.).

De même, la puissance de la gamme industrielle des moteurs s'étend de quelques watts à plusieurs mégawatts. Cependant la conception des petites machines, comme celle des plus grandes, fait appel à des contraintes spécifiques et ne peut donc être traitée dans le cadre général.

Nous limiterons donc notre étude aux moteurs asynchrones à cage de taille moyenne, c'est-à-dire pour une gamme de puissance comprise entre 1 et 200 kW ce qui correspond à des spécifications bien précises en terme d'alimentation et de technologie. Nous allons prendre pour exemple le calcul d'une machine asynchrone de puissance moyenne de 15 kW.

III.2. CAHIER DES CHARGES

Le cahier des charges d'un moteur est composé de deux parties complémentaires :

- d'une part, la spécification des performances qui définira les caractéristiques électromécaniques du moteur ;
- d'autre part, les contraintes de dimensionnement et le mode de fonctionnement qui sera imposé par l'application à laquelle on le destine lorsque celle-ci est connue.

L'évolution récente de l'industrie des machines asynchrones a entraîné une normalisation importante de la puissance de ces machines en fonction de la hauteur d'axe et du nombre de pôles. Cette normalisation a une influence importante sur la conception qui se présentera sous deux formes différentes selon qu'elle s'applique à un moteur de série ou à une machine destinée à une application particulière définie par un cahier des charges donné. Cela étant, les performances électromécaniques les plus importantes sont le rendement minimal garanti pour un type de service, le courant de démarrage maximal et le couple d'accrochage.

En ce qui concerne les moteurs de série, on cherchera à optimiser la géométrie, c'est-à-dire le dimensionnement des tôles du stator et du rotor, l'adaptation des caractéristiques liées à la puissance étant reliées à la longueur du moteur [2].

Il arrive souvent que, pour un type d'application spécifique, un client commande des moteurs correspondant à un cahier des charges précis. C'est le cas pour l'application des compresseurs dont le cahier des charges est détaillé comme suit.

Dans ce type de conception, on utilise le calcul de LIWSCHITZ afin de connaître les principaux paramètres nécessaires au dimensionnement du moteur.

III.2.1. Contraintes de dimensionnement et de fonctionnement

Ces contraintes doivent respecter la normalisation en cours pour tout ce qui concerne les caractéristiques mécaniques, d'encombrement et de construction (arbre, fixation, manutention, accouplement) « décrits par les paramètres géométriques du calcul », Aussi bien en terme de bruits et vibrations que de ventilation « études des harmoniques ».

En ce qui concerne les caractéristiques électriques, il y a, chez les constructeurs, des caractéristiques de rendement et de facteur de puissance qui sont données sous forme de tableau.

Le couple doit être calculé de manière à ce que, pour la charge pour laquelle le moteur sera choisi, la combinaison entre l'intensité de courant et le couple permette le démarrage du moteur et son fonctionnement pour les valeurs nominales de couple et de vitesse.

III.2.2. Calculs thermiques

La modélisation thermique des machines électriques et des machines asynchrones en particulier est une discipline complexe qui nécessite beaucoup d'expérience et de connaissances.

La méthode la plus pratique et la plus fiable est la méthode des nœuds qui permet de prendre en compte les effets de convection qui sont prépondérants dans le fonctionnement normal des machines asynchrones. Nous limiterons nos calculs aux différents phénomènes magnétiques et performances électriques et mécaniques. Toutefois on tiendra compte de cet effet lors de l'affectation des différentes résistances de la machine ainsi en prendra en considération les pertes thermiques grâce au calcul de la puissance dissipée.

III.2.3. Exemple de cahier des charges (moteur de compresseur 15 kW) [2]

Moteur asynchrone triphasé à cage
 Hauteur d'axe 160 mm
 Forme IM 3001 5IM B5 (IM : indice de forme (CEI))
 Protection IP55 (IP : indice de protection)
 Refroidissement IC41 (auto ventilé) (IC : International Cooling (CEI))
 Tension d'alimentation 400 V \pm 10 %, 50 Hz (Euro voltage) 440-460 V \pm 10 %, 60 Hz

Vitesse de synchronisme	1500 tr/min à 50 Hz ; 3 600 tr/min à 60Hz
Puissance utile	15 kW
Classe d'isolation	F
Température ambiante	50 ⁰ c
Échauffement maximal (DT bobinage)	90 K (DT : différentiel thermique ou échauffement)
Service	S5 (service intermittent).
Facteur de service	SF 1,2 à 90 K d'échauffement
Rendement	Minimum garanti 91 % à SF 1,2
Méthode de démarrage	étoile triangle, ou en direct
Démarrages par heure	25 minimum (a vide)
Courant de démarrage	Inférieur à 900 % du courant nominal, quelle que soit la méthode de démarrage
Couple d'accrochage (creux de couple)	supérieur à 200 % du couple nominal, pour une température de - 5 C à + 50 ⁰ C, quelle que soit la méthode de démarrage
Température de fonctionnement	- 5 à + 50 ⁰ C
Température de stockage	- 40 à + 60 ⁰ C
Fiabilité du moteur	moins de 0,1 % de défauts dans les 3 premières années d'utilisation
Durée de vie	supérieure à 25 000 h à 90 K d'échauffement
Roulement	graissés à vie, température maximale 100 ⁰ c
C, quel que soit le point de fonctionnement	
Durée de vie des roulements	L10 (durée de vie nominale (ISO) supérieure à 25 000 h pour température ambiante 50 ⁰ C et échauffement du bobinage 90 K)
Longueur totale du moteur	inférieure à 550 mm
Équilibrage	Classe N
Charge admissible sur l'arbre principal	Radiale : x N Axiale : y N

III.3. CALCUL ET DIMENSIONNEMENT DES MOTEURS

On prend comme paramètre les différents types de rotor en court-circuit proposé par LIWSCHITZ, le choix du moteur dépendra de ces performances :

- a) rotor en court-circuit (normal) « **Type A** » ;
- b) rotor à effet pelliculaire de courant et barres hautes et étroites « **Type B** » ;
- c) rotor à double cage (rotor Boucherot) « **Type C** ».

Le stator demeure le même pour les trois types de rotor. De cette façon, il sera possible de reconnaître les avantages et désavantages des divers types.

Les calculs analytiques qui suivent sont basés sur un moteur préalablement calculé par LIWSCHITZ, et possédant les caractéristiques suivantes :

- Puissance 15 kW
- Tension d'alimentation 380V (composée ancienne norme)
- 38 encoches au rotor

Nous avons gardé la même puissance et nous avons changé la tension pour passer à une tension normalisée (400V), de même pour des raisons de symétrie nous sommes passé à 40 encoches au rotor.

III.3.1. Grandeurs nominales du moteur [5]

D'après le cahier de charge on a :

$$P_u = 15 \text{ kW}, V_l = 400 / \sqrt{3} = 230 \text{ V /phase}, f = 50 \text{ Hz}, 60 n_s = 1500 \text{ tr/min.}$$

Le facteur de puissance et le rendement peuvent être pris, pour le rotor en court-circuit, égaux à $\cos \phi = 0,93$ et $\eta = 90,5 \%$. Les normes allemandes prescrivent, pour un tout de cette grandeur et de cette vitesse :

$$\cos \phi = 0,87 \quad \text{Et} \quad \eta = 87,5 \%$$

La puissance apparente et le courant nominal du moteur sont :

$$P_s = 17,84 \text{ kVA}, \quad I_1 = 27 \text{ A.}$$

Du graphique de la Figure (A.8) on tire les dimensions principales du moteur :

$$D = 205 \text{ mm, On choisie 10 canaux de ventilation donc : } l_a = 196 + 1 \cdot 10 = 206 \text{ mm.}$$

L'entrefer nécessaire est, selon la Figure (A.16.a), $\delta = 0,4 \text{ mm}$, la longueur $l_i = 196 \text{ mm}$.

L'enroulement du stator possède $N_1 = 88 \text{ spires / phase}$.

Il correspond un nombre total de conducteurs de $z_1 = 2.3.88 = 528$. Le type d'enroulement est celui à fils ronds, calés dans la section des encoches semi fermées. Soit un nombre de 48 encoches. il résulte de la figure (A.9) :

$$\hat{B}_d = 0,57 \text{ T}, \quad \hat{f} = 0,0127 \text{ Wb}$$

Pour pouvoir caler commodément les fils dans les encoches, on connecte les bobines en deux circuits en parallèles et on subdivise chaque conducteur en deux conducteurs élémentaires. Par conséquent, on doit placer dans chaque encoche $11 \cdot 4 = 44$ conducteurs. Etant donné un diamètre du conducteur de 1,7 mm (diamètre du fil avec isolation = 1,98 mm), il résulte la densité de courant suivante :

$$J_1 = \frac{27}{2.2 \cdot \frac{P}{4} \cdot 1.7^2 \cdot 10^{-6}} = 3,0 \cdot 10^6 \text{ A/m}$$

En considération du rendement, la densité de courant de l'enroulement statorique a été tenue expressément basse. On donne à l'encoche la forme trapézoïdale (Fig. III.1) la couche supérieure par rapport à la clavette de fermeture de l'encoche au moyen d'une cale Les pertes d'espace en largeur et en hauteur sont :

Largeur De L'encoche : Gaine (2·0,6 mm) + Jeu (0,5 mm)=1,7 mm.

Profondeur De L'encoche : Gaine (0,6 mm+ Cale du milieu (0,6 mm) + « Clavette + cale supérieure + jeu » (2,2 mm) = 3,4 mm

L'espace net de l'encoche est donc $(10 - 1,7) (30 - 3,4) \cdot 0,95 = 210 \text{ mm}^2$. Le facteur 0,95 tient compte de la perte en largeur de l'encoche due à la cale. Les conducteurs isolés nécessitent une section de $1,98^2 \cdot 44 = 173 \text{ mm}^2$. Ainsi, le facteur de remplissage de l'encoche vaut $\frac{173}{210} = 0,825$,

valeur pratiquement réalisable.



Fig. III.1 Encoche statorique trapézoïdale.

La longueur moyenne du conducteur est donnée par l'équation (Annexe : équation (A.2)) :

$$l_{co} = 206 + 2 \cdot 206 = 618 \text{ mm.}$$

La longueur totale de l'enroulement statorique est : $l_{co_{tot}} = 528 \cdot 0,616 = 325 \text{ m}$, et la résistance à 75 °C :

$$R_1 = \frac{0,0218 \cdot 10^{-6} \cdot 325}{3,2 \cdot \frac{P}{4} \cdot 1,7^2 \cdot 10^{-6} \cdot 2} = 0,257 \text{ } \Omega / \text{phase}$$

La masse du cuivre est égale à 26,3 kg et la densité linéaire de courant $A_1 = 221 \cdot 10^2 \text{ A/m}$

Avec une induction dans la culasse de $\hat{B}_{j_1} \approx 1,3 \text{ T}$, le diamètre extérieur du stator qui en résulte vaut $D_e = 320 \text{ mm}$.

III.3.2. Rotor usuel en court-circuit « Type A »

Conformément au tableau (A.3) on prend pour le nombre d'encoches du rotor $Z_2 = 40$. Les dimensions de l'encoche résultent de la figure (III.2). L'encoche est fermée ; l'épaisseur du pont est de 0,3 mm, le diamètre de l'encoche de 8,5 mm et le diamètre de la barre de 0,8 mm ; il y correspond la section $S_{ba} = \frac{P}{4} \cdot 8,3^2 = 54 \text{ mm}^2$. Dans la marche à vide, la F.E.M. induite,

Rapportée à la fréquence du réseau, est donnée pour chaque barre par:

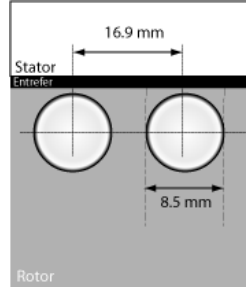


Fig. III.2. Barre du rotor usuel type A.

$$E_{ba} = V_1 \cdot \frac{1}{1 + S_{H_1}} \cdot \frac{1}{2pq_1 z_{z_1} k_{w_1}} = 230,098 \cdot \frac{1}{2.2.4.11.0,885} = 1,447 \text{ V} \quad (\text{III.1})$$

Pour le courant de la barre et de l'anneau :

$$(P_v + P_{pu} \cong 0, s = 0,03) \quad (\text{III.2})$$

$$I_{ba} = \frac{P_u + P_{vt+f1} + P_{v+pu}}{Z_2 E_{ba} (1-s)} = \frac{15000 + 200}{40.1,447.097} = 282,85 \text{ A} \quad (\text{III.3})$$

$$I_{an} = \frac{Z_2}{2pp} I_{ba} = \frac{40}{2.2.p} 282,58 = 900,33 \text{ A} \quad (\text{III.4})$$

On choisit pour l'anneau les dimensions (10*25) mm² et on tire la section $S_{an} = 250 \text{ mm}^2$. Par conséquent, les densités de courant qui en résultent dans la barre et dans l'anneau sont respectivement :

$$J_{ba} = \frac{I_{ba}}{S_{ba}} = \frac{282,85}{54.10^{-6}} = 5,23.10^6 \text{ A/m}^2 \quad (\text{III.5})$$

$$J_{an} = \frac{I_{an}}{S_{an}} = \frac{900,33}{250.10^{-6}} = 3,60.10^6 \text{ A/m}^2 \quad (\text{III.6})$$

Les barres sont soudées avec les anneaux. Ces derniers sont montés en contact avec les tôles du rotor (fig. A.18). Il en résulte la résistance d'une barre :

$$R_{ba} = \frac{Ql_{ba}}{S_{ba}} = \frac{0,0216.10^{-6}.0,215}{54.10^{-6}} = 8,6.10^{-5} \Omega \quad (\text{III.7})$$

Pour déterminer la résistance de l'anneau, on considère une longueur $d_{an} = 11,8 \text{ mm}$, d'où :

$$\frac{2R_{an}}{\left(2 \sin\left(\frac{pp}{Z_2}\right)\right)} = \frac{2Qd_{an}\left(\frac{Z_2}{2pp}\right)}{S_{an}} = \frac{2,0,0216 \cdot 10^{-6} \cdot 0,0118 \left(\frac{40}{4pp}\right)^2}{250 \cdot 10^{-6}} = 2,06 \cdot 10^{-5} \Omega$$

Et la résistance rotorique par phase :

$$R_2 = \frac{1}{p} \left[R_{ba} + \frac{2R_{an}}{\left(2 \sin\left(\frac{pp}{Z_2}\right)\right)^2} \right] = \frac{1}{2} [8,6 + 2,06] \cdot 10^{-5} = 5,33 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (\text{III.8})$$

Le facteur de réduction au circuit primaire est égal à 3850.

Par conséquent, la résistance du rotor, rapportée au primaire, devient :

$$R_2' = 3850 \cdot 5,33 \cdot 10^{-5} = 0,2052 \Omega$$

Le courant magnétisant :

$$I_m = \frac{p\hat{F}_{ci}}{0,9m_1k_{w_1}N_1} = \frac{2,773}{0,9 \cdot 3,88 \cdot 0,885} = 7,35 \text{ A} \quad (\text{III.9})$$

La réactance de fuite de l'enroulement statorique est :

$$X_{s_1} = 12,8f \frac{N_1^2}{p} (\Lambda_{s_{z_1}} + \Lambda_{s_{d_1}} + \Lambda_{s_{h_1}}) \quad (\text{III.10})$$

$$X_{s_1} = 12,8 \cdot 50 \cdot \frac{88^2}{2} (1,11 + 1,03 + 0,87) \cdot 10^{-7} = 0,73 \Omega$$

Et la réactance de fuite de l'enroulement rotorique rapportée au stator :

$$X'_{s_1} = 12,8 \frac{f}{2p} (\Lambda_{s_{z_2}} + \Lambda_{s_{d_2}} + \Lambda_{s_{h_2}}) 10^{-7} \cdot \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_1 k_{w_1}}{N_2 k_{w_2}} \right)^2 \quad (\text{III.11})$$

$$X'_{s_1} = 12,8 \frac{50}{4} (1,67.5,60 + 2,16) 10^{-7} . 3850 = 0,57 \ \Omega$$

Il reste encore à considérer la dispersion du pont des encoches rotoriques. En supposant une induction de 2,1 T dans le pont, la perméance de dispersion de celui-ci devient :

$$\Lambda_{s_{pont}} = \frac{2,1.2k_F l_{fe} h_4}{2,84 I Z_z} \quad (\text{III.12})$$

($h_4 = 0.3$ mm est l'épaisseur du pont). Pour calculer le courant de démarrage, il faut remplacer I par la valeur de ce courant. Le courant dans une barre, calculé plus haut, est $I_{ba} = 282,85$ A. Le courant de démarrage est environ égal à 6 fois le courant nominal.

On obtient ainsi :

$$\Lambda_{s_{pont}} = \frac{2,1.2.0,9.196.0,3.10^{-6}}{2,84.6.282,85.11} = 0,45.10^{-7}$$

Sans tenir compte de la dispersion du pont, la somme des perméances est égale à $9,42 \cdot 10^{-7}$. Si l'on en tient compte, la réactance de fuite de l'enroulement, rapportée au primaire, devient :

$$X'_{s_2} = 0,57 \cdot \frac{(9,42 + 0,45) 10^{-7}}{9,42.10^{-7}} = 0,597 \ \Omega$$

Les facteurs de "dispersion de Heyland" sont $s_{H_1} = 0,025$ et $s_{H_2} = 0,0204$. La résistance et la réactance de fuite totale sont :

$$R_{tot} = R_1 + (1 + s_{H_1}) R_2' = 0,466 \ \Omega \quad (\text{III.13})$$

$$X_{tot} = X_{s_1} + (1 + s_{H_1}) X_2' = 1,34 \ \Omega \quad (\text{III.14})$$

Ainsi le courant de court-circuit qui résulte de l'équation (III.16) est :

$$I_{1_{cc}} = \frac{V_1(1+s_{H_1})}{\sqrt{R_{tot}^2 + X_{tot}^2}} = \frac{230.1,0204}{\sqrt{0,466^2 + 1,34^2}} = 165,42 \text{ A} \quad (\text{III.15})$$

Pour le moment de démarrage, l'équation (III.17) donne :

$$M_{de(s=1)} = \frac{m_1 V_1^2 R_2'}{R_{tot}^2 + X_{tot}^2} \cdot \frac{1}{2pn_s} \quad (\text{III.16})$$

$$M_{de(s=1)} = \frac{3.230^2 \cdot 0,202}{0,464^2 + 1,34^2} \cdot \frac{1,60}{2 \cdot pn_s} = 103,61 \text{ Nm} \quad (\text{III.17})$$

Par conséquent, au démarrage, le degré de qualité du moteur est :

$$q_M = \frac{\frac{M_{de}}{I_{1_{cc}}}}{\frac{M_n}{I_{1_n}}} = \frac{\frac{103,61}{165,42}}{\frac{98,1}{27}} = 0,172. \quad (\text{III.18})$$

La somme des pertes est égale à :

$$P_v = P_{fe} + P_{Q_1} + P_{Q_2} + P_{sp} + P_{vt+ft}, \quad (\text{III.19})$$

$$P_v = 350 + 560 + 354 + 89 + 200 = 1553 \text{ W}$$

Ainsi $h = 89,6 \%$, On obtient le facteur de puissance à la puissance nominale à partir du diagramme du cercle, soit $\cos j = 0,925$. (Fig.A.21)

III.3.2.1. Tableau des principaux résultats

Rotor en court Circuit. « Type A »	$h \%$	$\cos j$	$M_{dém}$ (N.m)	$I_{dém}$ (A)	Degré de qualité
	89,6	0,925	103,61	165,42	0,172

Tableau.III.1 Principaux caractéristiques du moteur type A

III.3.3. Rotor à effet pelliculaire de courant avec barres hautes et étroites « Type B »

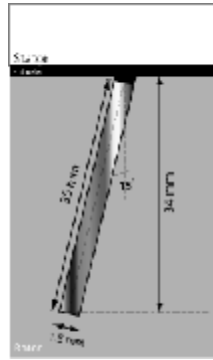


Fig.III.3. Barre du rotor à effet pelliculaire type B.

Ce rotor peut être exécuté avec un nombre d'encoches égal à celui d'un rotor usuel en court-circuit, donc $Z_2 = 40$. Les dimensions de la barre du rotor et de l'anneau de court-circuit résultent de figure (III.3) et (A.19) proposé par la littérature, d'où :

$$b_a = 1,5 \text{ mm}$$

$$h_{ba} = 35 \text{ mm}$$

$$S_{ba} = 52,5 \text{ mm}^2$$

Comme les nombres de barres dans ce cas et dans celui du rotor usuel en court-circuit sont égaux, les courants des barres et des anneaux sont les mêmes, d'où $I_{ba} = 282,85 \text{ A}$ et $I_{an} = 900,33 \text{ A}$. La section de l'anneau est égale à $6 \cdot 42 = 252 \text{ mm}^2$; on en tire la densité de courant :

$$J_{an} = \frac{I_{an}}{S_{an}} = \frac{900,33}{252 \cdot 10^{-6}} = 3,57 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2. \quad (\text{III.20})$$

La résistance et la réactance de fuite doivent être calculées une première fois sans tenir compte de l'effet pelliculaire, et une seconde fois en en tenant compte. Le premier résultat est valable pour de petits glissements et, par conséquent, aussi pour la marche à la vitesse nominale, tandis que le second résultat est valable pour le démarrage. La résistance par phase du rotor, sans tenir compte de l'effet pelliculaire de courant, est :

$$R_2 = \frac{1}{p} \left[R_{ba} + \frac{2R_{an}}{\left(2 \sin \frac{pp}{Z_2} \right)^2} \right] = \frac{1}{2} \cdot (1,099 + 0,22) \cdot 10^{-4} = 0,61 \cdot 10^{-4} \quad \Omega \quad (\text{III.21})$$

Le reste du calcul des caractéristiques du moteur est développé en détail aux annexes.

III.3.3.1. Tableau des principaux résultats

Rotor a effet pelliculaire de courant avec barres hautes et étroites. « Type B »	<i>h</i> %	<i>cos j</i>	<i>M_{dém}</i> (Nm)	<i>I_{dém}</i> (A)	Degré de qualité
	89,7	0,86	127	114	0,335

Tableau. III.2. Principaux caractéristiques du moteur type B

Le facteur de puissance est plus bas qu'avec le rotor usuel en court-circuit. Dans le choix de la profondeur de l'encoche, on doit tenir compte, soit du facteur de puissance et de la capacité de surcharge, soit du courant et du moment de couple de démarrage. Eu égard au facteur de puissance, la profondeur des encoches est choisie entre 35 et 65 mm, la valeur la plus haute se rapportant aux rotors les plus grands.

III.3.4. Rotor à double cage symétrique (rotor Boucherot) « Type C »

La cage de démarrage du rotor à double cage doit avoir la plus petite dispersion possible. Il est donc avantageux de prendre un grand nombre d'encoches dans le rotor, car la dispersion différentielle diminue lorsque le nombre d'encoches augmente. Conformément au tableau (A.3), prenons le nombre d'encoches du rotor égal à $Z_2 = 56$. Les dimensions de l'encoche du rotor sont tirées de la figure (III.4), La cage de démarrage est en barres d'aluminium rondes, alors que celle de marche est en barres de cuivre profilé. Chaque cage est pourvue de ses propres anneaux de court-circuit en cuivre. Les dimensions des anneaux sont tirées de la figure (A.20).

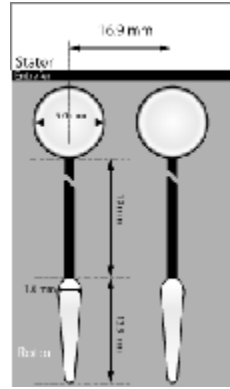


Fig. III.4. Barre du rotor a double cage type C

L'encoche de l'enroulement de démarrage a un diamètre de 5,3 mm. Le diamètre des barres est de 5 mm. Il lui correspond une section de $19,6 \text{ mm}^2$. La section du conducteur de l'enroulement est :

$$\frac{p}{8} \cdot 3,2^2 \cdot \frac{3,2 + 3,2}{2} \cdot 9,5 + \frac{p}{8} \cdot 2,2^2 = 3,15 \text{ mm}^2$$

Comme le stator est le même que celui du moteur habituel en court-circuit, les courants de barres sont inversement proportionnels aux nombres de barres. Donc, dans la marche à la charge nominale, le courant résultant des deux barres vaut :

$$I_b = \frac{40}{56} \cdot 298 = 213,57$$

Le courant de l'anneau est indépendant du nombre d'encoches. Dans la marche à la charge nominale, il est, dans les deux anneaux de la double cage, égal à 901 A.

A la charge nominale, c'est-à-dire dans marche à faible glissement, le courant total des barres et le courant total des anneaux se répartissent sur les deux cages de façon inversement proportionnelle aux résistances respectives.

Sur la base des figure (III.4) et (A.20), la résistance de la cage de démarrage par phase est déterminée par :

$$R_{de} = \frac{1}{p} \left[R_{ba} + \frac{2R_{an}}{\left(2 \sin \left(\frac{p \cdot p}{Z_2} \right) \right)} \right] \cdot 1,1 \quad (\text{III.22})$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{0,0216 \cdot 0,225 \cdot 10^{-6}}{19,6 \cdot 10^{-6}} + \frac{2 \cdot 0,0216 \cdot 0,0068 \cdot \left(\frac{56}{4p}\right)^2}{36 \cdot 10^{-6}} \cdot 1,1 = 5,6 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Pour la résistance de la cage de marche, on obtient, par phase :

$$R_{ma} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,0216 \cdot 0,225 \cdot 10^{-6}}{31,5 \cdot 10^{-6}} + \frac{2 \cdot 0,0216 \cdot 0,0068 \cdot \left(\frac{56}{4p}\right)^2}{144 \cdot 10^{-6}} \cdot 1,1 = 1,09 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (\text{III.23})$$

Le facteur de réduction au primaire est égal à 2520. Les résistances des deux cages, rapportées au primaire, sont donc :

$$R'_{de} = 2520 \cdot 5,6 \cdot 10^{-4} = 1,41 \Omega$$

$$R'_{ma} = 2520 \cdot 1,09 \cdot 10^{-4} = 0,274 \Omega$$

Le reste du calcul est développé en détail aux annexes.

III.3.4.1. Tableau des principaux résultats

Rotor a double cage. « Type C »	$h \%$	$\cos j$	$M_{dém}$ (Nm)	$I_{dém}$ (A)	Degré de qualité
	89,6	0,85	207	114	0,554

Tableau III.3. Principaux caractéristiques du moteur type C

III.4. COMPARAISON ENTRE LES TROIS TYPES DE MOTEURS [5, 3]

Grâce aux calculs précédent on a pu indiquer les rendements, les facteurs de puissance, les moments de couple de démarrage, les courants de démarrage et le degré de qualité des trois types de moteurs. Le rotor en court-circuit usuel a un meilleur facteur de puissance et un meilleur rendement que les deux types de rotor à effet pelliculaire de courant, mais en revanche de moins bonnes conditions de démarrage.

Les bonnes conditions de démarrage s'obtiennent au détriment du facteur de puissance et, dans une mesure moindre, du rendement. Il faut encore noter que l'encoche choisie ci-dessus pour le rotor à double cage n'est pas la plus avantageuse.

La fente entre les deux cages implique, spécialement avec les rotors rapides, des inductions relativement élevées dans la culasse, si on ne choisit pas, comme dans le cas précédent, des dimensions d'encoche moins avantageuses en rendant moins bonnes les conditions de démarrage.

III.5. DIMENSIONNEMENT DEFINITIF [19]

Une fois que les caractéristiques principales sont prédéterminées par les méthodes usuelles, il est nécessaire de vérifier que le moteur ainsi calculé va satisfaire les principales caractéristiques électriques et mécaniques définies par le cahier des charges. Ce travail qui précédera la construction d'un prototype est effectué à l'aide des méthodes de simulation qui permettent sur le dessin définitif (ou presque) d'une machine de calculer les principales grandeurs du cahier des charges. Cette mise au point définitive sera contrôlée avant lancement de la production par la construction d'un prototype dont on espère qu'il soit unique si les méthodes de simulation sont suffisamment performantes, ce qui est le cas aujourd'hui. Une fois déterminées les caractéristiques principales du moteur sous forme de données géométriques et électriques (conducteur, matériaux magnétiques...), il est intéressant de vérifier par une simulation globale à la fois électromagnétique et thermique, que ce moteur satisfait bien le cahier des charges fixé.

III.5.1. Moteur à rotor en court circuit du type A

Pour la simulation de chaque types de moteur il est indispensable de fournir les différents paramètres géométriques et électriques déjà analytiquement calculé au précédent, et qui caractérisent les différentes machines, les valeurs pour le cas du stator sont identiques puisqu'on garde les même dimensions pour les trois machines.

*** Données nécessaire a la simulation :**

Nombre de pôles : 4 pôles

Puissance : 15 kW

Vitesse : 1460 tr/min

Encoches statoriques : 48 Encoches.

Encoches rotoriques : 40 Encoches.

Bobinage au stator : Bobinage enchevêtrés a Simple couche.

Nombre de spires au stator : 220 spires/ phase, « statorique » = 0,257 ohm/phase.

Couplage de l'alimentation au stator: couplage étoile.

*** Matériaux :**

Résistivité du cuivre : $1,724.10^{-8} \Omega.m$

Résistivité de l'aluminium : $2,7.10^{-7} \Omega.m$

Acier isotrope non linéaire pour la culasse et le rotor dont la courbe d'aimantation figure (A.29).

*** Les Dimensions géométriques :**

Diamètre extérieure : 320 mm.

Diamètre de l'arbre : 73 mm.

Diamètre d'alésage : 205 mm.

Dimension de l'entrefer: 0,6 mm.

Inertie du rotor : $0,49 \text{ Nm}^2$ (Le calcul est détailler aux annexes).

Longueur de la machine : 206 mm.

Note : Les résultats sont obtenus par Flux 2D, ainsi toutes les valeurs des grandeurs présentées sont à multiplier par 4 (sauf la vitesse et l'induction) car la simulation est réalisée sur le quart de la machine.

III.5.1.1. Résultats de la simulation

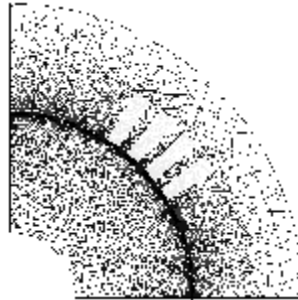
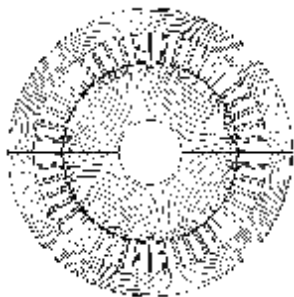
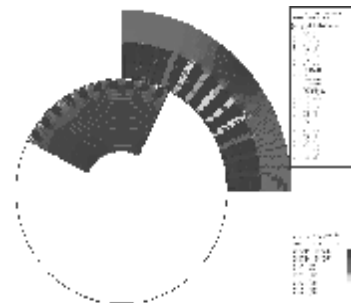


Fig.III.5. Maillage du moteur type A.



FigIII.6. Ligne isovaleur type A.



FigIII.7. Dégradé de l'induction en régime transitoire.

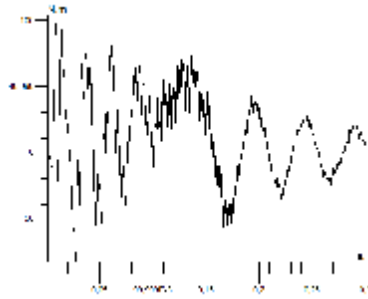


Fig.III.8. Le couple au démarrage a vide « type A ».

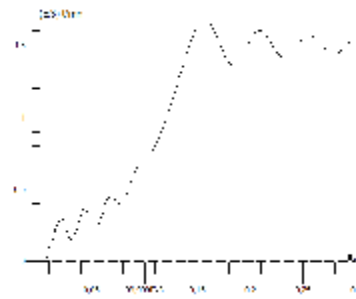


Fig.III.9. La vitesse au démarrage a vide « type A ».

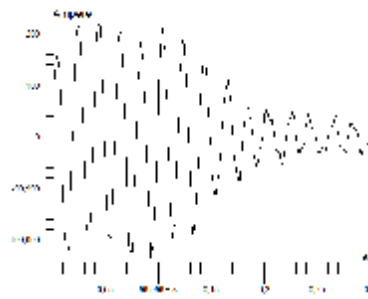


Fig.III.10. Le courant au démarrage « Type A ».

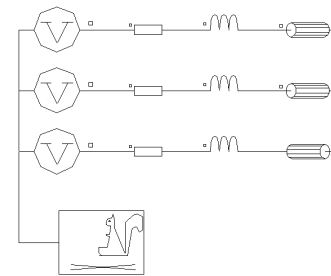


Fig.III.11. Circuit d'alimentation, montage étoile.

III.5.1.2. Têtes de bobine

La représentation du circuit du stator est donnée sur la (figure A.18) : l'impédance des têtes de bobines est calculée grâce a la dispersion « résultats conforté par la méthode d'ALGER. »

Dans ce schéma les symboles de bobines représentent les bobinages dont l'impédance est calculée à l'aide des formules classiques (voir le calcul analytique, méthode de LIWSCHITZ), tandis que les impédances des têtes de bobines qui sont représentées par les inductances et les résistances pour les trois phases font l'objet d'un calcul qui concerne les dispersions de la machine [47].

Rotor usuel en court circuit Type A	h %	$\cos j$	$M_{dém}$ (Nm)	$I_{dém}$ (A)	Degré de qualité q_M
Résultas analytiques	89,6	0,925	103,61	165,42	0,172
Résultas de la simulation	90	0,85	93,24	90,48	0,28

Tableau III.4. Tableau des principaux résultats "moteur type A"

III.5.1.3. Analyse et remarques

Ce type de moteur affiche un mauvais comportement question démarrage, en effet le régime transitoire qui précède le régime de marche s'étant jusqu'à 0,3 s voire au-delà de 0,4 seconde.

En ce qui concerne la vitesse on mentionne les mêmes remarques, elle se stabilise autour de 0,5 secondes ce qui est très mauvais en terme de performances.

Le courant de phase est obtenu grâce aux mesures virtuelles du circuit d'alimentation.

Même s'il présente un bon couple nominal en marche, il est largement pénalisé par son couple de démarrage et son régime transitoire.

III.5.2. Moteur avec rotor à effet pelliculaire [48]

Il ne comporte qu'une seule cage, mais ses barreaux (dans des encoches profondes) ont l'une des formes représentées sur la figure III.12.

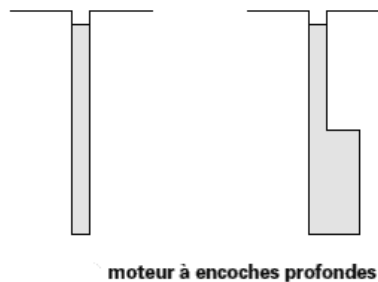


Fig.III.12. Encoches profondes

III.5.2.1. simulation et Résultats

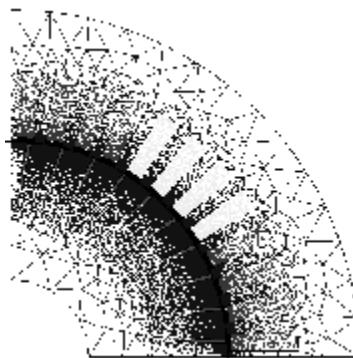


Fig.III.13. Maillage du moteur « type B ».



Fig. III.14. Ligne iso-valeurs du moteur type B

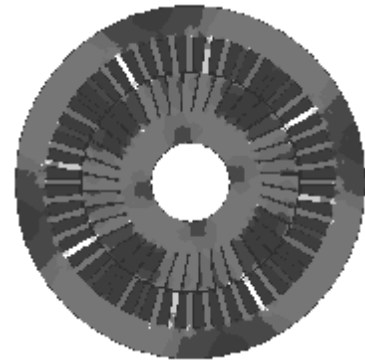


Fig. III.15. Dégradé de l'induction du moteur type B

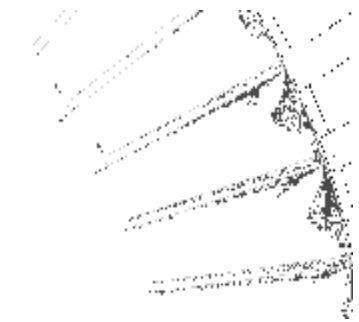


Fig. III.16. Vecteur région « moteur type B ».

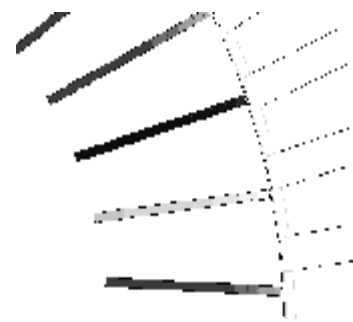


Fig. III.17. Densité du courant dans les barres rotorique.



Fig. III.18. Les lignes isovaleurs au démarrage.

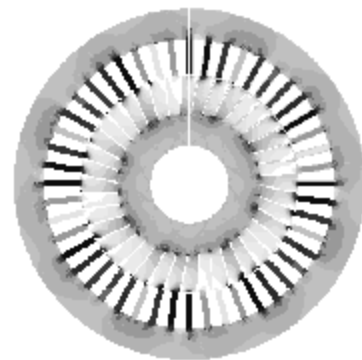


Fig. III.19. Dégradé de perméabilité du circuit magnétique.

III.5.2.2. L'influence de l'effet pelliculaire de courant [1, 48, 49]

En raison de l'effet pelliculaire de courant on constate, avec les barres hautes, une diminution de la dispersion d'encoche. La figure (III.21) montre la distribution du champ transversal le long de l'encoche, dans le cas où celle-ci est occupée par une barre. En alternatif (à fréquence suffisamment haute), l'induction au pied de l'encoche est très petite, mais elle est grande, au contraire, à la fente de l'encoche. Cela entraîne une diminution du flux des bobines.

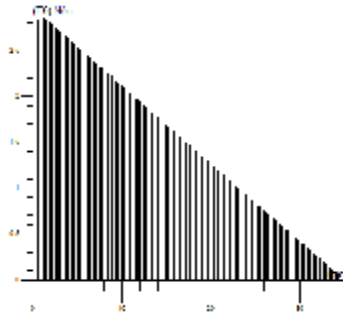


Fig.III.20. Couple engendré dans une Barre du moteur type B.

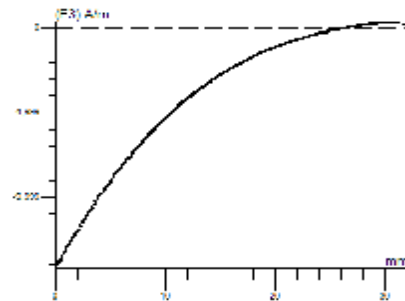


Fig.III.21. Courbe de la distribution des champs dans une barre rotorique.

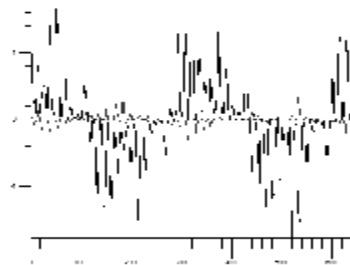


Fig.III.22. Induction normale et tangentielle dans l'entrefer.

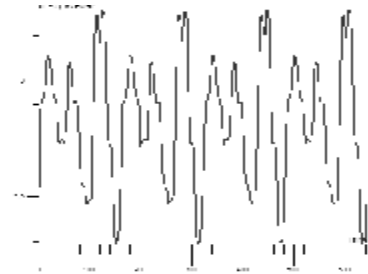


Fig.III.23. Le Potentiel vecteur dans l'entrefer.

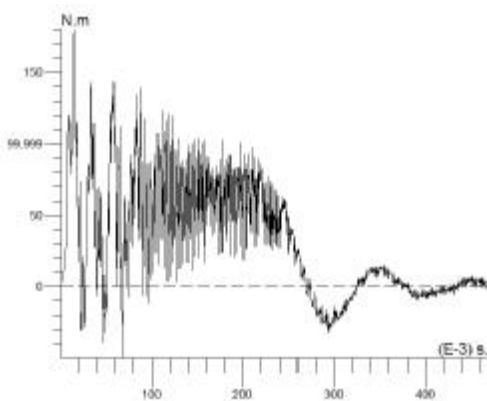


Fig.III.24. Le couple au démarrage Moteur Type B.

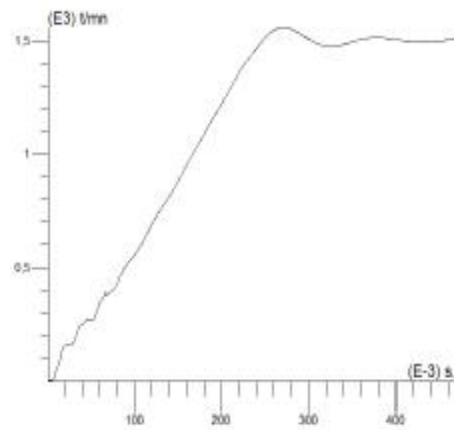


Fig.III.25. La vitesse au démarrage. Moteur Type B.

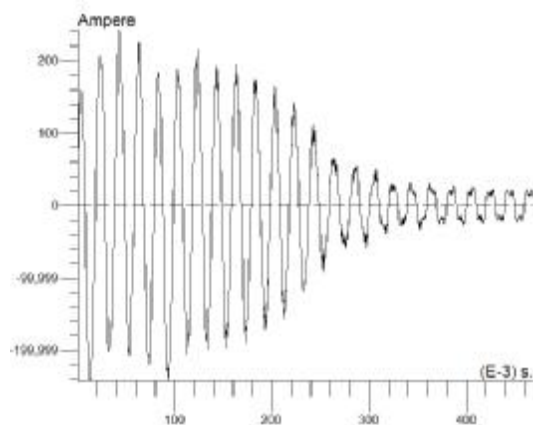


Fig.III.26. Le courant au démarrage Type B.

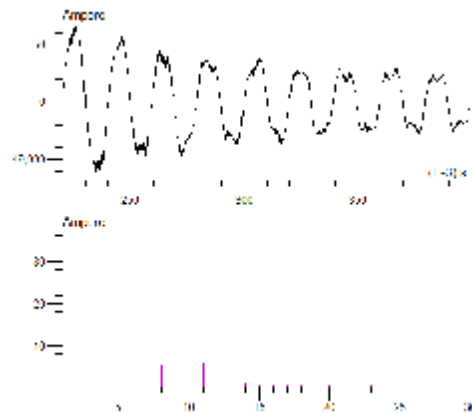


Fig.III.27. Spectre des harmoniques.

Rotor à effet pelliculaire de courant avec barre haute et étroite.	h %	$\cos j$	$M_{dém}$ (Nm)	$I_{dém}$ (A)	Degré de qualité q_M
Résultats analytiques	88,5	0,86	138,35	118,9	0,348
Résultats de la simulation	94,1	0.873	107,8	105,38	0,277

TableauIII.5. Tableau des principaux résultats "moteur type B"

III.5.2.3. Analyse

Au décollage (pour une tension d'alimentation de fréquence 50 Hz) le courant rotorique dans un barreau se concentre vers l'entrefer ; cela diminue la section de passage du courant et accroît la résistance du barreau. En marche (fréquence basse) le courant circule uniformément dans la section du barreau et la résistance de la partie du conducteur utilisée est plus faible [48, 50]. On conçoit qu'un tel moteur se comporte comme un moteur à double cage. Comme sa fabrication est plus simple, il est très répandu. Pour des moteurs assez puissants (plusieurs milliers de kilowatts) il permet le démarrage direct sous de hautes tensions.

Pour éviter la sujétion de la manœuvre d'un démarreur, tout en démarrant avec un fort couple, De nombreux dispositifs ont été proposés à cet effet. Par exemple le moteur à double cage symétrique.

III.5.3. Moteur a double cage

Il possède un stator normal et un rotor à deux cages coaxiales. La cage externe a des barreaux plus résistants (moindre section) que la cage interne. En revanche, cette dernière, noyée dans le fer, a une plus grande inductance.

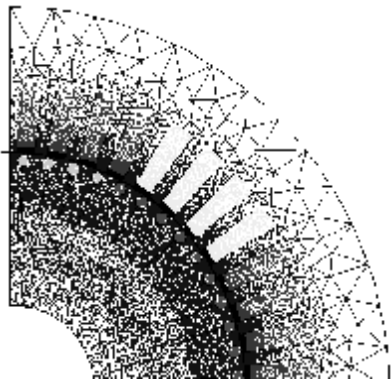


Fig.III.28. Maillage de la machine « type C »



Fig.III.29. Barre du rotor a double « cage type C »

III.5.3.1 Le circuit électrique

Le couplage électrique de la machine simulé a été réalisé en tenant compte de la disposition des anneaux des différentes cages dans le rotor. Chaque cage étant indépendantes, la représentation des barres ainsi que leurs effets d'extrémité « anneaux » le sont aussi. La figure III.30 donne le schéma électrique équivalent du moteur.

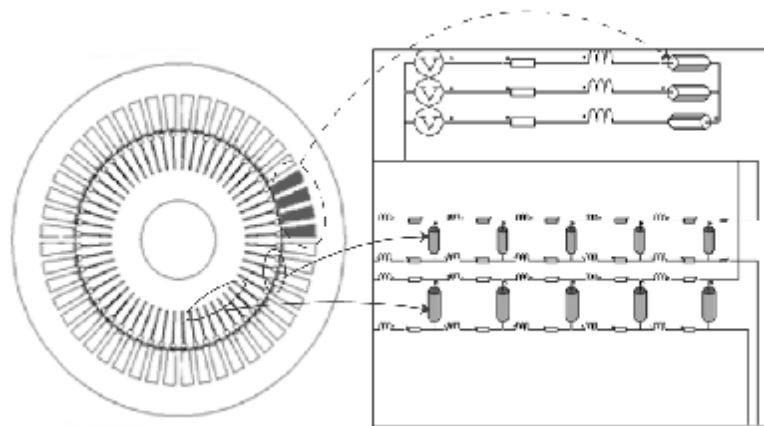


Fig.III.30. Schémas de l'affectation du circuit électrique au bobinage et aux cages du rotor.



Fig.III.31. Ligne isovaleurs de l'induction du moteur Type C.

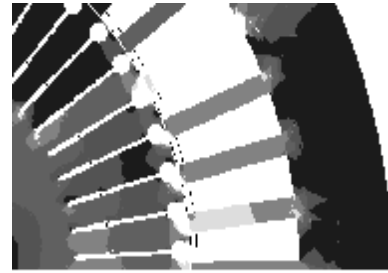


Fig.III.32. Dégradé de l'induction du moteur Type C.

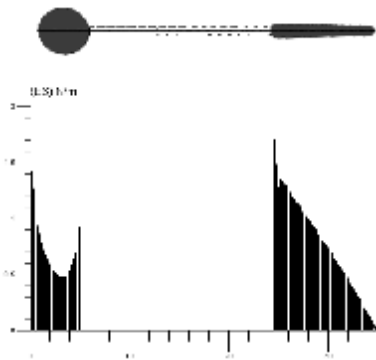


Fig.III.33. Distribution de l'effort du couple sur les barres du rotor type C.

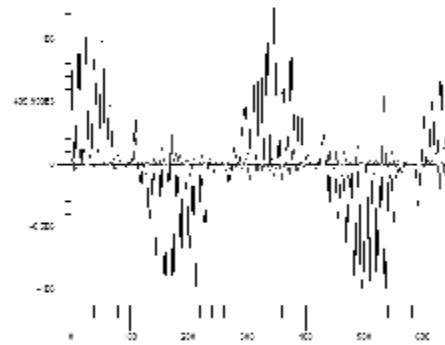


Fig.III.34. Induction dans l'entrefer de la machine Type C.

III.5.4. Optimisation par l'emploi d'un nouveau rotor [51,52]

Dans notre étude on se propose de modifier simplement la disposition des barres rotoriques de la cage dite de démarrage par rapport à celle de marche, et arriver ainsi à un décalage entre ces dernières, obtenant le rotor à double cage dissymétrique. Le stator reste inchangé.

Une cage dissymétrique est donc constituée par un ensemble de barres non identiques entre elles et logées dans des encoches de configuration différentes. Sur la figure 1 nous donnons l'exemple d'une cage symétrique (fig.III.35) et celle d'une cage dissymétrique (fig.III.34).

Nous considérons une cage dissymétrique comme composée de deux cages décalées symétriquement l'une par rapport à l'autre. La densité superficielle du courant le long de la périphérie sera égale à la somme de celles due au système polyphasé de courant dans chacune des cages.

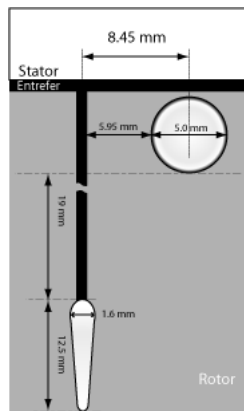


Fig.III.34. Disposition des encoches de la cage Dissymétrique.

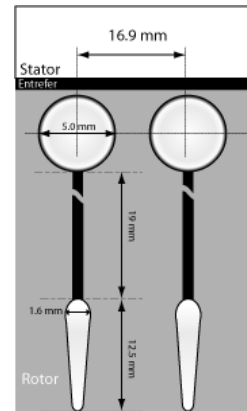


Fig.III.35. Disposition des encoches de la cage symétrique

III.5.5. Résultats de simulation

* Moteur a cage dissymétrique :

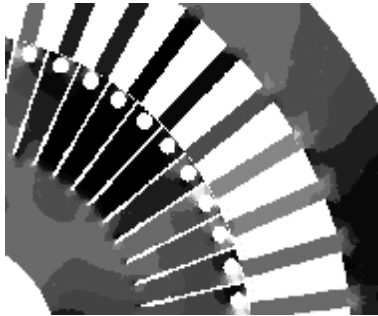


Fig.III.36. Dégradé de l'induction du moteur a cage dissymétrique.

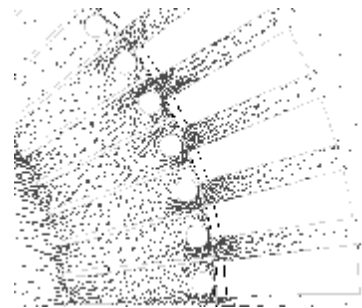


Fig.III.37. Vecteurs d'inductions.

III.5.5.1 Densités de flux

Grâce aux simulations nous avons pu évaluer les niveaux de saturation et analyser la répartition du flux dans les différentes parties du circuit magnétique. La figure III.38 montre la répartition du flux dans le cas du rotor dissymétrique et la figure III.39 celle du rotor symétrique. D'autre part les figures donne l'allure de l'induction dans l'entrefer en fonction de la position pour les deux types de moteurs :



Fig.III.38. Ligne isovaleurs de l'induction
« cage dissymétrique »

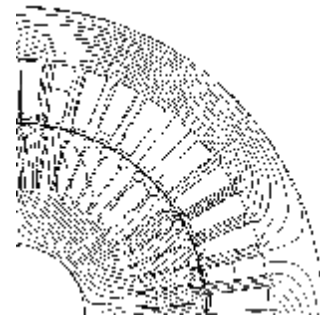


Fig.III.39. Ligne isovaleurs de l'induction
« cage symétrique »

Le tableau III.7 donne l'induction B en différents points de la machine :

zones	Rotor symétrique B (T)	Rotor Dissymétrique B (T)
Entrefer	0,89	1,10
Dents statoriques	0,9	1,04
Dents rotoriques	1,46	1,79
Culasse	0,94	0,88

Tableau III.6: Valeurs de L'induction en différents endroits de la machine

	$\cos f$	C_n (N.m)	Puissance totale consommée en (KW)
Rotor Symétrique	0,921	98,25	16,148
Rotor Dissymétrique	0,927	104,36	16,536
Différence en %	0,65%	6,21%	2,40%

Tableau III.7: Grandeurs nominales pour un glissement
S=0.0259.

Si les performances en régime permanent définissent d'une façon générale les dimensions géométriques nécessaires, c'est le régime transitoire qui pose les contraintes pour le

dimensionnement de la cage, en particulier la forme et le nombre des encoches [53]. Pour la cage de démarrage du rotor à double cage, il est avantageux de prendre un grand nombre d'encoches « valeurs de préférence comprises entre $0,75N_{e_s} \leq N_{e_r} \leq 1,25N_{e_s}$ », car la dispersion différentielle diminue lorsque le nombre d'encoches augmente. La figure III.40 illustre l'architecture du rotor dissymétrique. La cage de démarrage qui se situe en haut, et en décalage par rapport à celle du bas qui est celle de marche.

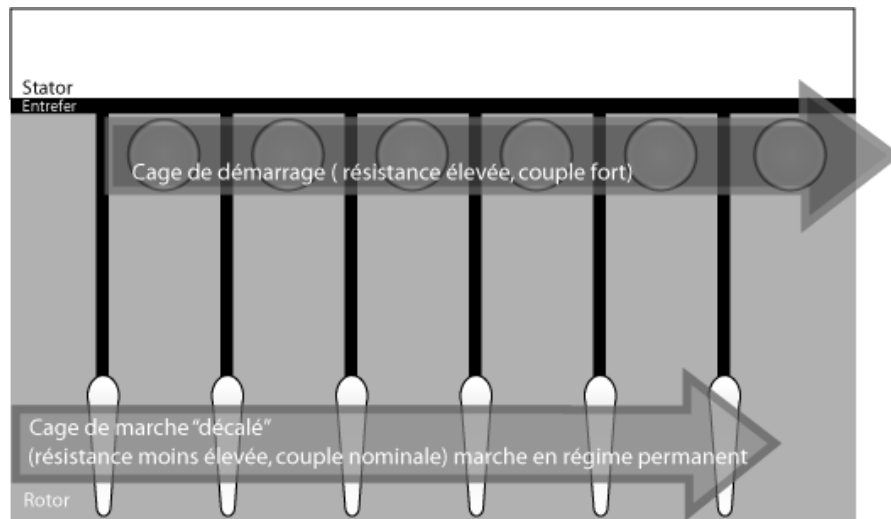


Fig.III.40. Architecture du rotor dissymétrique.

III.5.5.2. Spectres harmoniques des densités de flux

Les figures suivantes (fig.III.41 et fig.III.42) représentent la répartition de la densité de flux dans les entrefers et les spectres harmoniques qui leur sont associés. On remarque une absence de la 6^{ème} harmonique dans l'entrefer de la cage dissymétrique par rapport à la configuration symétrique. Cette absence est certainement bénéfique au niveau des oscillations du couple ainsi du point de vue pollution harmonique. La disposition et l'ouverture des encoches de la deuxième cage (la cage du bas) modifie l'allure du champ d'induction dans l'entrefer en supprimant ou en y ajoutant des harmoniques de différents ordre.

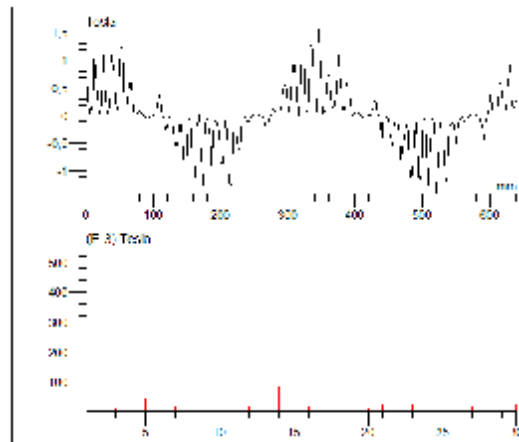


Fig.III.41. Induction normale et harmonique dans L'entrefer de la machine à rotor symétrique.

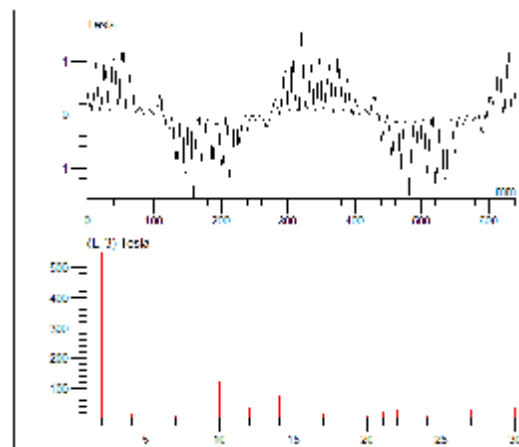


Fig.III.42. Induction normale et harmonique dans L'entrefer de la machine à rotor dissymétrique.

III.5.5.4. Analyse des résultats obtenus

* En régime permanent :

La comparaison des résultats obtenus, donnés par le tableau (III.8) montre une densité de flux importante au niveau des dents rotoriques (1.79T) pour la cage dissymétrique, cependant ces valeurs restent inférieures aux valeurs maximales admissibles [54]. Pour le reste les valeurs obtenues sont très proches.

On remarque aussi une nette amélioration du couple nominal calculé pour un point de fonctionnement donné. L'augmentation est de l'ordre de 6% pour le couple au détriment d'une

augmentation de 2% de la puissance consommée. Le facteur de puissance reste pratiquement le même (Tableau III.8). Le dernier avantage au profit du rotor dissymétrique est celui de la disparition de la 6^{ème} harmonique du spectre de l'induction magnétique.

*** En régime dynamique :**

Le cahier des charges précise un démarrage direct sur réseau sans entraînement de charges, d'où l'utilité de l'analyse du démarrage a vide.

Dans l'ensemble les deux géométries les grandeurs vitesses (fig. III.47 et III.48), et courants absorbés (fig. III.49 et III.50), présentent un comportement quasiment identique. D'autres part les deux types de moteurs affichent un excellent démarrage (fig. III.45 et III.46) du fait de leurs réactance rotoriques sont un peu plus élevées que celles des rotors classiques, type A ou type B à barres profondes [3].

L'étude du démarrage a vide nous permet de formuler les remarques suivantes. En effet La valeur instantanée maximale du courant appelé au démarrage pour les deux moteurs est de l'ordre de 6 à 8 fois la valeur du courant nominal. On remarque aussi que le rapport couple maximale\couple nominal pour le moteur à rotor symétrique est légèrement supérieur à celui du moteur à rotor dissymétrique.

Au démarrage comme la surface active des encoches, du moteur symétrique, se trouve à la périphérie du rotor, la réactance est alors uniforme et de faible valeur. Le champs inducteur statorique se trouve localisé à la périphérie même des barres de la cage de démarrage. Cette dernière a une résistance plus grande que celle de marche et permet d'avoir un fort couple au démarrage. [55, 56]

Pour le moteur dissymétrique, lors du démarrage, les lignes du courant se concentrent près de la périphérie, l'ouverture des encoches de la cage de marche oblige les lignes du champ inducteur à pénétrer profondément et contourner la surface quasi-totale des barres de la cage de démarrage. Cela procure une meilleure exploitation de la surface active des barres et par ailleurs une plus grande résistance lors du démarrage. La réactance est plus forte dans le bas du rotor, cela force les courants à traverser plutôt le haut de l'encoche ce qui optimise la surface active. En revanche, en marche normale, l'effet pelliculaire disparaît et les lignes de courant occupent toute la pleine section des barres, et retrouvent un circuit de faible résistance.

III.5.5.5. Analyse des courants absorbés

L'étude des spectres des courants statoriques absorbés par les deux types de moteur (Figure III.43 et III.44) révèle, dans le cas du rotor dissymétrique, l'absence des harmoniques d'ordre 5 et 6 et une parfaite similitude sur le reste du spectre.

Ce résultat est très bénéfique du point de vue pollution dans le cas d'un démarrage direct sur le réseau électrique.

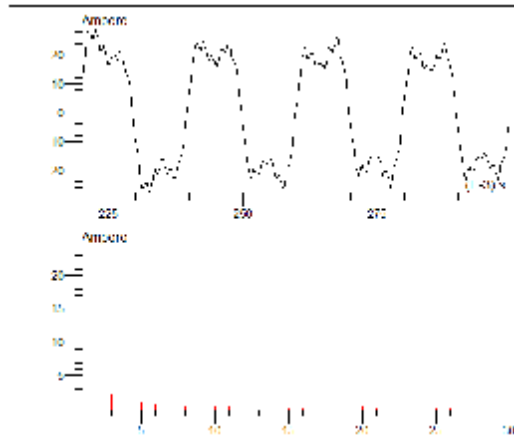


Fig.III.43. Harmoniques du courant absorbé dans une phase de la machine à cage symétrique.

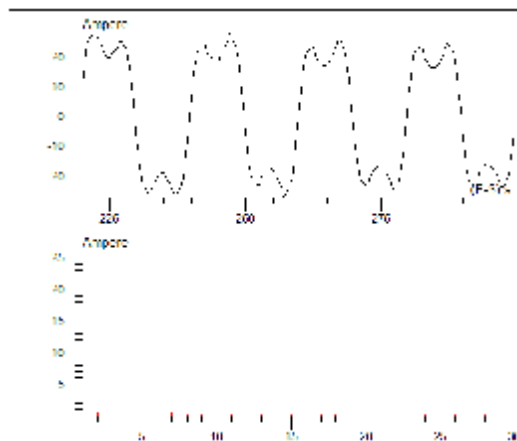


Fig.III.44. Harmoniques du courant absorbé dans une phase de la machine à cage dissymétrique.

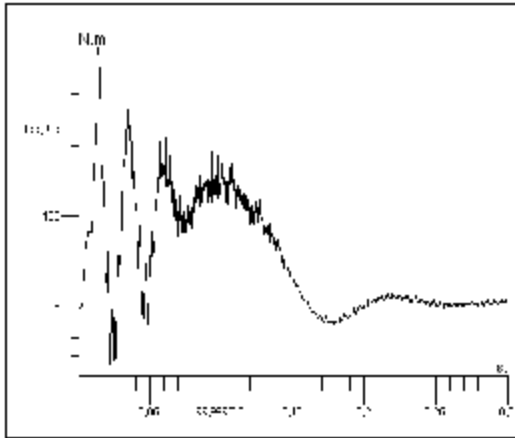


Fig.III.45. Moteur à rotor symétrique
Couple transitoire a vide.

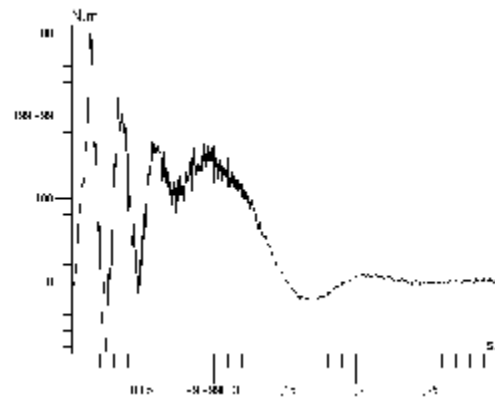


Fig.III.46. Moteur à rotor Dissymétrique
Couple transitoire a vide.

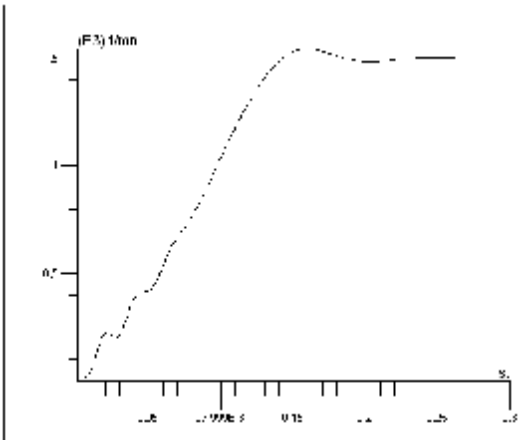


Fig.III.47.

Moteur à rotor symétrique la vitesse lors
du démarrage a vide.

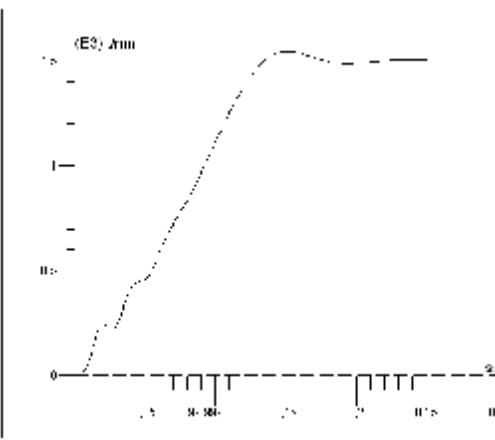


Fig.III.48. Moteur à rotor

Dissymétrique la vitesse lors du démarrage
a vide.

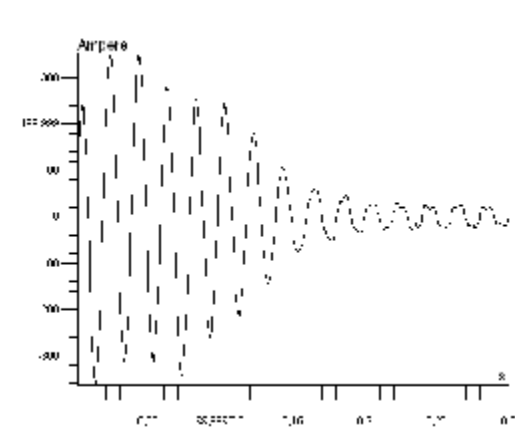


Fig.III.49. Moteur à rotor symétrique
courant de phase au démarrage a vide

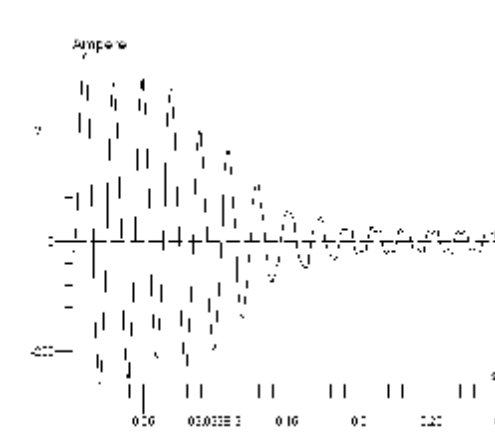


Fig.III.50. Moteur à rotor dissymétrique
courant de phase au démarrage a vide

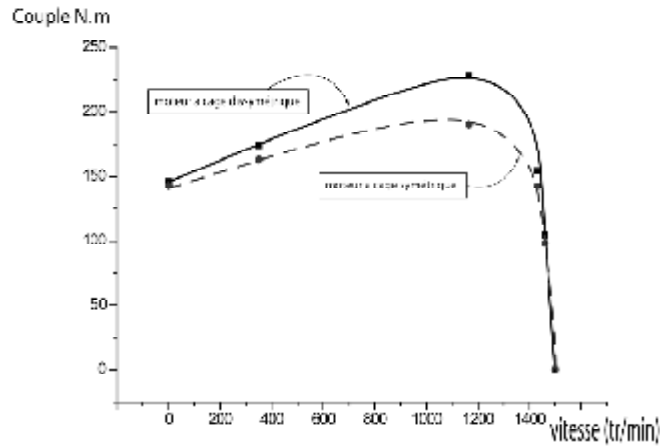


Fig.III.51. Caractéristique « couple/vitesse » des moteurs a cage symétrique et dissymétrique.

Remarque

Lors de l'étude des moteurs asynchrones, l'exploitant doit être attentif au coefficient de stabilité $\frac{M_{max}}{M_n}$, on remarque que le rapport du couple max par rapport au couple nominal du moteur a rotor symétrique et sensiblement inférieur a celui du moteur a cage dissymétrique procurant a ce dernier une plus grande stabilité. [48]

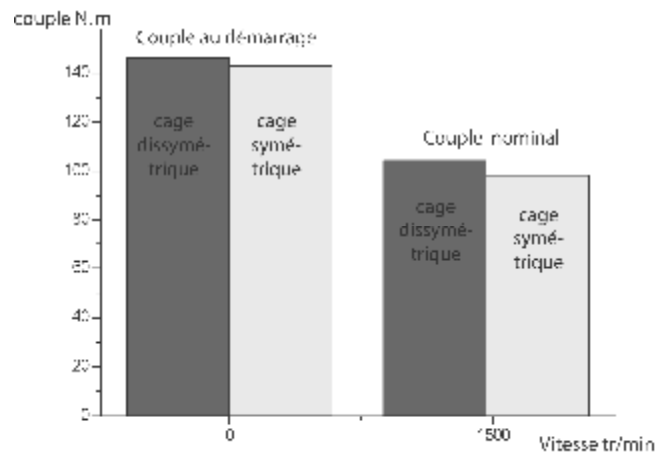


Fig.III.52. Caractéristique « couple/vitesse » des moteurs a cage symétrique et dissymétrique au démarrage et a la valeur nominal.

III.6. CHOIX DU MOTEUR

Le choix du moteur c'est fait sur la base du résultat de démarrage a cause du type de service imposé par le cahier des charge « type de service S 5» voire Tableau (A.2), l'étude des différents types de rotor nous on conduit a choisir un moteur a double cage, plutôt qu'un rotor de type A pénalisé par son mauvais démarrage ou celui de type B, car même si ce dernier présente un démarrage plutôt acceptable et un bon coup de revient pour sa confection « il possède qu'une seule cages au rotor », ça fabrication en série n'est pas a envisagé, ce qui nous a permis d'éloigné toutes comparaisons ou choix économique.

III.7. CONCLUSION

Un calcul analytique détaillé basé sur une méthode usuelle du moteur asynchrone de catégorie moyenne puissance et une étude comparative on été présenté. On s'est fixé comme paramètre le type de rotor à employer, Le choix de ce dernier s'est effectué en fonction des performances évaluées lors du calcul des caractéristiques et des résultats de la simulation. Une optimisation du rotor choisie a été proposée.

Chapitre IV

Calcul et simulation du moteur à rotor Bobiné

IV.1. INTRODUCTION

Dans ce qui suit on entame le dimensionnement d'un moteur triphasé de grande puissance à l'aide d'un programme de calcul écrit sous Matlab [57].

C'est un programme simple qui a fait l'objet d'un projet de fin d'étude et qui s'appuie sur la méthode de LIWSCHITZ pour le calcul des différents paramètres. Le moteur calculé est du type usuel, destiné à l'entraînement d'une génératrice à courant continu. Il doit marcher sans compensation. Quant à la surcharge et l'échauffement, il doit satisfaire les normes allemandes [5].

IV.2. PROCEDURE ET ORGANIGRAMME DE CALCUL [57, 58]

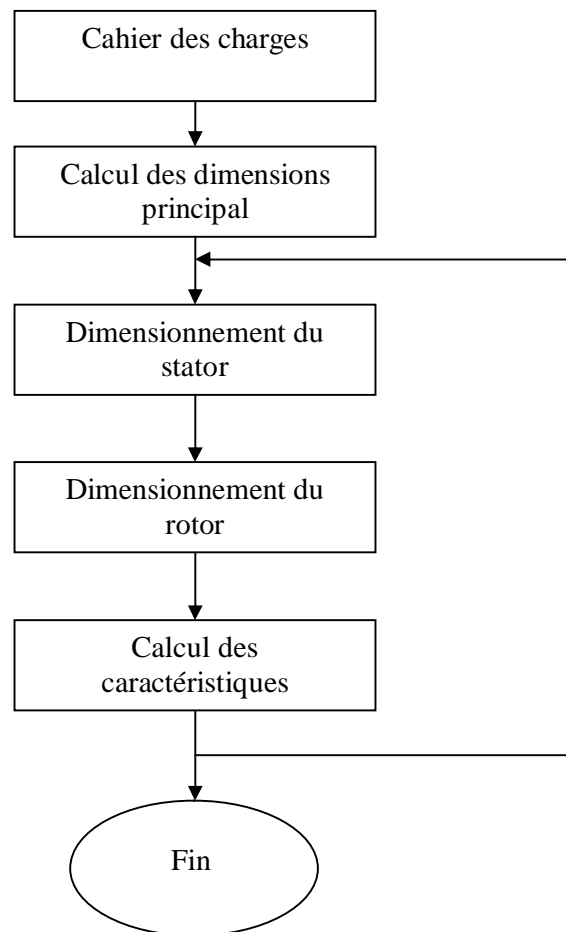


Figure IV.1 Organigramme de Calcul

IV.2.1. Exploitation et résultats du programme

- Insertion du cahier de charge

PARAMETRES	Valeurs
puissance apparente	576kVA
facteur de puissance	0,92 inductif
tension simple	1730 V/phase
fréquence du réseau	50 Hz
Vitesse de rotation	1000 trs/min
Courant de phase nominal	111 A

Tableau IV.1

- Calcul des dimensions principales de l'induit

PARAMETRES	Valeurs
nombre de paires de pôles	6
pas polaire	0,338 m
Diamètre d'alésage	0,645 m
Longueur virtuelle	0,479 m
Coefficient d'utilisation	2,85

Tableau IV.2

- Calcul de l'enroulement statorique et dimensionnement de la culasse

PARAMETRES	Valeurs
nombres d'encoches/phase/pôle:	5 Encoches/phase/pôle
Coefficient de distribution	0,944
nombre total d'encoches	90
Coefficient de bobinage	0,953
induction dans l'entrefer (1 ^{er} calcul)	0,66 T
flux dans l'entrefer	0,0705 Wb
nombre (primaire) de spire/phase	110
Nombre de conducteurs/phase	8
nombre total conducteurs/encoches	720
densité de courant	$3,98 \cdot 10^6$ A/m ²

Tableau IV.3

- Longueur de l'induit :

Longueur d'induit	0,479 m
Longueur additionnée des paquets de tôles	0,54m

Tableau IV.4

- Calcul de la largeur de l'encoche statoriques :

PARAMETRES	valeurs
Largeur totale des conducteurs	7,5 mm
Largeur du conducteur tube	3,8mm
jeux entre la gaine et l'encoche	0,5 mm
largeur totale de l'encoche	12 mm

Tableau IV.5

- Calcul de la profondeur de l'encoche statoriques :

PARAMETRES	valeurs
profondeur totale des conducteurs	52,8 mm
Jeu entre conducteurs	1,6 mm
Intercalaires entre les cotés de la	2,5 mm
largeur totale de l'encoche	65 mm

Tableau IV.6

- Largeur de l'encoche rotorique :

PARAMETRES	valeurs
Largeur du Conducteur	8,6 mm
Revêtement d'encoches	0,8 mm
Jeu	0,5 mm
Largeur de l'encoche	11,0 mm

Tableau IV.7

- Profondeur de l'encoche rotorique :

PARAMETRES	valeurs
Profondeur du Conducteur	30,0 mm
Revêtement d'encoches	1 mm
Jeu	0,4 mm
Largeur de l'encoche	35,0 mm

Tableau IV.8

- Diamètre intérieur et extérieur :

PARAMETRES	valeurs
Diamètre extérieur	905 mm
Diamètre intérieur	400 mm

Tableau IV.9

- Paramètres électriques :

PARAMETRES	valeurs
Résistance statorique totale	0,368 Ω /phase
Réactance de fuite	3,07 Ω /phase

Tableau IV.10

IV.3. SIMULATION DU MOTEUR A ROTOR BOBINE

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilées sur l'arbre de la machine. Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuits complémentaires (résistances, électronique de puissance ...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse.

IV.3.1. Circuit d'alimentation

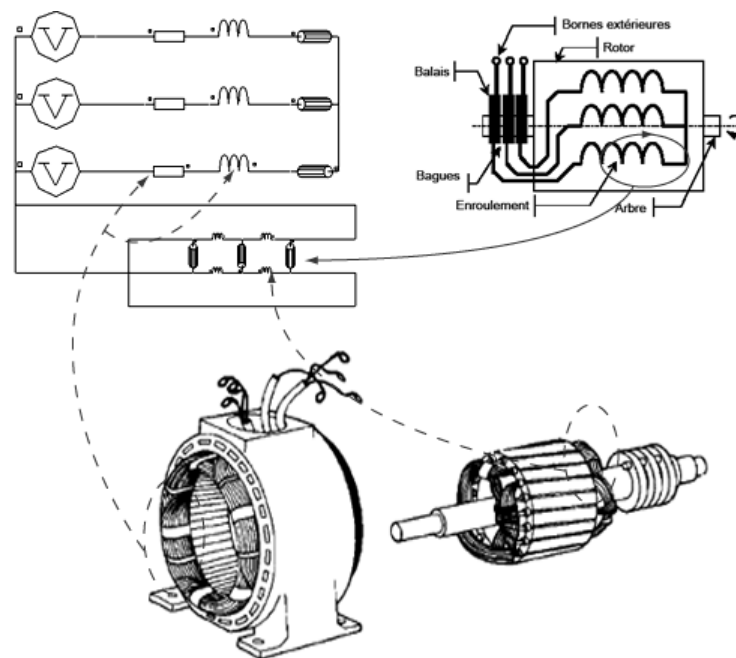


Fig. IV.1 Affectation des différentes régions au circuit.

Le schéma du circuit conçu sous environnement FLUX2D représente en partie le côté électrique statorique par trois sources déphasé entre elle de 120° électrique ce qui correspond a une source triphasé industriel, il comprend aussi trois bobine et des impédances qui correspondes au différentes dispersions de la machine. Le stator et représenté lui aussi par ses trois bobine court-circuité entre elle, en y rajoutes des impédances en parallèle pour modelé les fuites et les dispersions rotoriques.

IV.3. RESULTATS DE LA SIMULATION

Note : Les résultats sont obtenus par Flux 2D, ainsi toutes les valeurs des grandeurs présentées sont à multiplier par 6, (sauf la vitesse et l'induction) car la simulation est réalisée sur le sixième de la machine.



Fig.IV.2 Dégradé de l'induction.



Fig.IV.3 Ligne isovaleurs de l'induction.

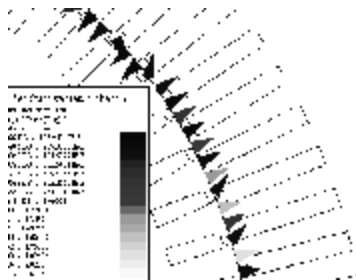


Fig.IV.4 vecteur d'induction dans l'entrefer

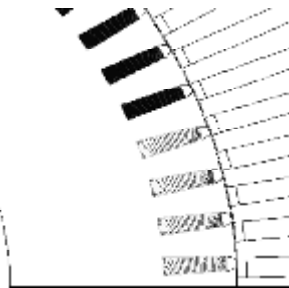


Fig.IV.5 densité de courant dans les encoches.

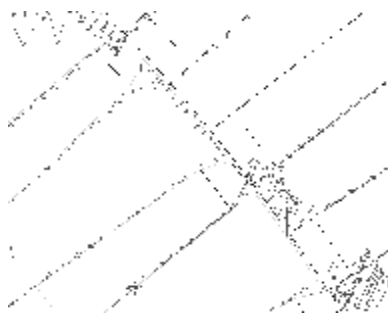


Fig.IV.6 Vecteur limite d'induction

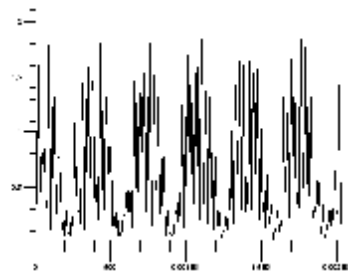


Fig.IV.7 L'induction en module dans l'entrefer

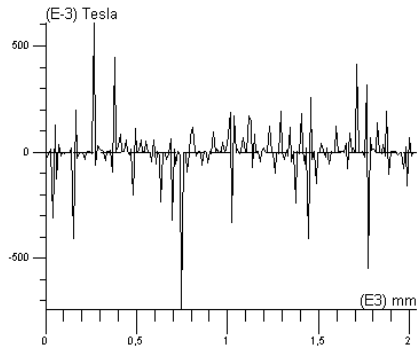


Fig.IV.8 l'induction tangentielle.

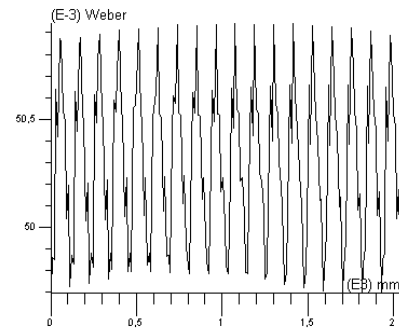


Fig.IV.9 Le champ magnétique le long de l'entrefer.

IV.4. CARACTERISTIQUES ET ANALYSE

IV.4.1. Le Courant Moteur

Le moteur est soumis à la pleine tension, aux premiers instants le courant statorique présente des dépassements excessifs (faible F.C.E.M et faible vitesse). On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 6 fois environ le courant nominal (le courant est mesuré en Ampère).

Mais ces dépassements disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une sinusoïde d'amplitude constante.

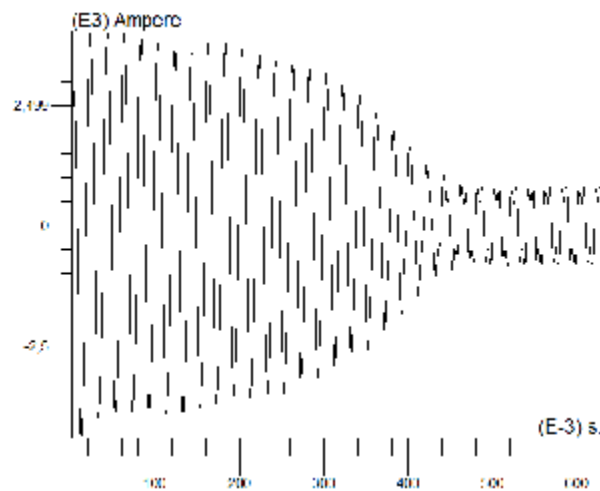


Fig.IV.12 Le courant dans le régime transitoire.

IV.4.2. Evolution du couple instantané

L'oscillation de couple est l'élément marquant de cet oscillogramme. La courbe $C=f(t)$ présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, puisque le couple (mesuré en N.m) monte jusqu'à plus de $(4 \cdot 5000)$ N.m. Dès que la vitesse s'établit la caractéristique $C=f(t)$ tend vers le régime de charge considéré.

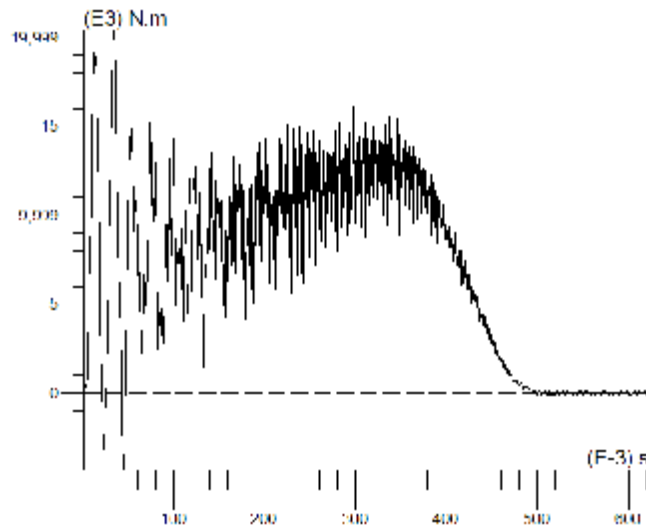


Fig.IV.10 Le couple au démarrage à vide. $C=f(t)$.

IV.4.3. Evolution de la vitesse

Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse. L'allure de la caractéristique $N=f(t)$ présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire.

Au cours de ces oscillations, il se produit la transformation de l'énergie cinétique du rotor tournant en énergie électromagnétique et inversement.

La durée de mise en vitesse est déterminée par l'inertie totale autour de l'arbre de rotation. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme tout en conservant un glissement faible. En régime permanent la vitesse se stabilise autour de 1000 tr/min puisque le moteur possède 3 paires de pôles.

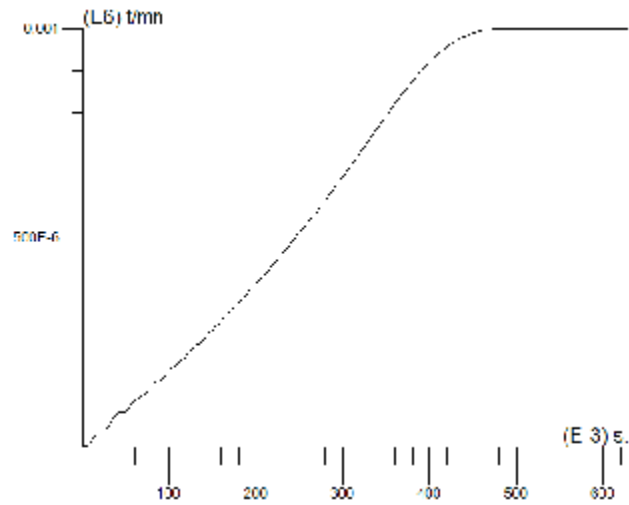


Fig.IV.11 La vitesse au démarrage a vide.

IV.4.4. Evolution du couple instantané en fonction de la vitesse

Le tracé de Couple = f (Vitesse) montre l'évolution vers le point de fonctionnement de la machine à induction.

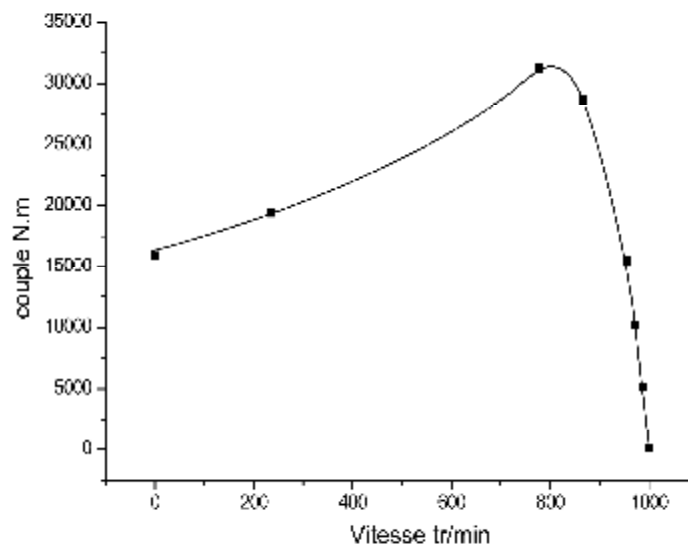


Fig.IV.12 Le couple instantané en fonction de la vitesse.

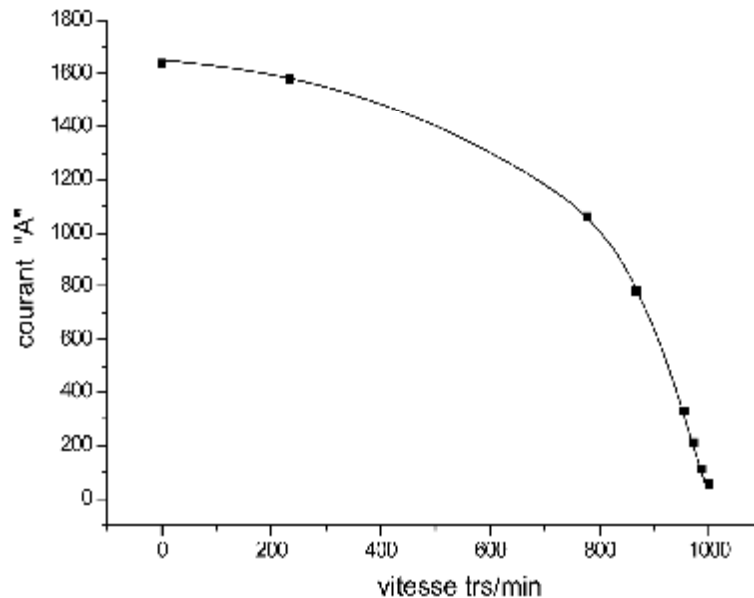


Fig.IV.12 Le courant absorbé par une phase en fonction de la vitesse.

IV.5. LES PERTES [59]

Les pertes d'une machine tournante peuvent être divisées en trois grands groupes. Par ordre d'importance usuelle décroissante, on peut distinguer la classification qui suit.

IV.5.1. Pertes dans les circuits électriques

Ce sont les pertes par effet Joule dans les enroulements d'induit, d'excitation et, plus généralement, dans toutes les parties conductrices d'une machine traversées par des courants, y compris les balais.

IV.5.2. Pertes dans le circuit magnétique

Elles sont appelées aussi pertes fer du fait que les matériaux utilisés pour ce circuit sont, habituellement, à base de fer.

Ces pertes regroupent les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Ces dernières correspondent à un déplacement des électrons libres du matériau sous l'effet d'une variation de flux magnétique, alors que les pertes par hystérésis correspondent à une modification locale du mouvement des électrons liés (au noyau), qui modifie l'orientation des moments magnétiques des atomes associés, sous l'effet de la variation de champ magnétique appliqué.

IV.5.3. Pertes mécaniques

Ces pertes prennent en compte tous les frottements dus à la rotation de la partie tournante de la machine, que ce soit des frottements entre solides ou entre solide et fluide.

Les pertes dues aux phénomènes principaux, en particulier celles qui correspondent aux courants et flux à fréquence fondamentale, sont appelées pertes normales.

Les pertes dues à tous les phénomènes parasites, en particulier celles qui correspondent aux flux de fuite, même à la fréquence fondamentale, et aux courants et flux aux fréquences harmoniques sont appelées pertes supplémentaires.

Selon les conditions d'existence du phénomène correspondant, ces pertes supplémentaires sont présentes à vide ou en charge.

IV.5.4. Résultats du calcul des pertes

Pertes	Résultats Du programme	Valeurs de la simulation
Pertes dans le cuivre de l'enroulement statorique	6400 W	5970,6 W
Pertes dans le cuivre de l'enroulement rotorique	5750 W	5373,54 W
Pertes additionnelles	2880 W	1990,2 W
Pertes dans le fer de la culasse du stator	2640 W	2152,08 W
Pertes dans le fer dans le rotor	1230 W	1187,22 W
Pertes superficielles dans le rotor	1500 W	1447,82 W
Pertes par ventilation et par frottement dans les paliers	3500 W	–
Pertes totales	23900 W.	21621,46 W

Tableau. IV.11 Pertes dans la machine.

Le logiciel développé est spécialement conçu pour permettre de comparer aisément l'influence des contraintes sur les performances globales des différents types de machines.

Caractéristiques et Résultats.	$h\%$	$\cos j$	I_n (A)	Capacité de surcharge
	95,1	0,915	111	2,55

Tableau. IV.12 Tableau des principaux résultats.

IV. CONCLUSION

Ce chapitre comprend le calcul d'un moteur à rotor bobiné de grande puissance, cette fois ci en utilise un programme de calcul basé sur la méthode classique. On s'appliquera à tenir compte d'un maximum de phénomènes qui interviennent dans le fonctionnement de ce type de moteurs. Ainsi on modélisera à la fois les effets d'extrémités des enroulements statoriques et rotoriques et les effets de saturation et d'hystérésis responsables des principales pertes de la machine, ainsi que les démarrages et les régimes transitoires des courants absorbés.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, on s'est intéressé au calcul et à la CAO des machines électriques et plus particulièrement les moteurs à induction. Lorsque on veut construire une machine électrique, on ne doit pas seulement tenir compte de ses propriétés électromagnétiques, mais faire en sorte qu'elle soit la plus performante possible. Le dimensionnement doit satisfaire avant tout les lois de la physique en particulier magnétiques, électriques et mécaniques, d'autres parts il doit en même temps répondre aux exigences du cahier de charge tel que la capacité de surcharge, le facteur de puissance et les conditions de démarrage.

En effet nous avons associé deux méthodes de calcul et d'analyse des machines, la première usuelle nous permet d'obtenir une machine faisable et la seconde se chargera de son optimisation. Ces méthodes sont appliquées dans le cas de la machine asynchrone dans ses deux versions rotors à cage et rotor bobiné.

L'essentiel de notre contribution dans ce domaine se situe au niveau de l'optimisation de l'architecture du rotor à double cage. En effet nous avons proposé un décalage entre la cage intérieure et la cage extérieure ce qui a abouti comme premiers résultats à l'amélioration du couple de la machine.

Par ailleurs le dimensionnement électromagnétique ne suffit pas toujours à valider un dispositif destiné à la fabrication industrielle. Car différents paramètres doivent être pris en compte lors des simulations, comme par exemple les contraintes mécaniques et thermiques, ces paramètres sont évalués grâce à des modules de calcul couplés qui parviennent à donner des résultats très satisfaisants.

La modélisation thermique des machines électriques et des machines asynchrones en particulier est une discipline complexe qui nécessite beaucoup d'expériences et de connaissances.

Par manque de temps et surtout d'ouvrage traitant ce sujet, et ne disposant pas des modules spécialisés, nous n'avons pas pu aborder cette partie.

Notre étude prend en considération les phénomènes magnétiques et électriques grâce aux couplages de circuit d'alimentation. Toutefois nous avons entamé nos calculs en prenant en considération les valeurs de certains paramètres comme les résistances à des températures dites de fonctionnement « la température : 75°C »

Bibliographie

- [1] M. LIWSCHITZ, “Calcul des machines électriques”, Tome I, Editions SPES, Lausanne, 1967.
- [2] M.JUFER, J-C.SABONNADIÈRE, “Conception assistée par ordinateur (CAO) Moteur asynchrone” , Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 590.
- [3] BOUCHARD, R.P, OLIVIER, G, “Conception de moteurs asynchrones triphasés”, édition de l’école polytechnique de Montréal, 1997.
- [4] S. CHEKROUN, A.BENOUDJIT et B.ABDELHADI, “Approche Géométrique pour la conception assisté par ordinateur des machines a induction”, Conférence on electrical engineering Batna, Algérie 11 Décembre 2002.
- [5] M.LIWSCHITZ, “Calcul des machines électriques”, Tome II, Editions SPES, Lausane, Mai, 1970.
- [6] S.C. TANDON, “Finite Element Analysis of Induction Machines”, IEEE transactions on magnetics, vol. mag-18, no. 6, November 1982.
- [7] P. ZHOU, J. GILMORE, Z. BADICS, J. CENDES, “Finite Element Analysis Of Induction Motors Based On Computing Detailed Equivalent Circuit Parameters”, IEEE transactions on magnetics, vol. 34, no. 5. september 1998.
- [8] A. YAHIAOUI, F. BOUILLAULT, “2D and 3D Numerical Computation of Electrical Parameters of an Induction Motor”, IEEE transactions on magnetics, vol. 30. No.5. September 1994.
- [9] JÚLIUS SAITZ, “Magnetic Field Analysis of Induction Motors Combining Preisach Hysteresis Modeling and Finite Element Techniques”, IEEE transactions on magnetics, vol. 37, no. 5, september 2001.

Bibliographie

- [10] C.C. CHAN, TIETONG YAN, "Analysis of electromagnetic and thermal fields for induction motors during starting", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, No. 1, March 1994.
- [11] TAN H. PHAM, PHILIPPE F. WENDLING, SHEPPARD J. SALON,' Harun Acikgoz, "Transient Finite element Analysis of an Induction Motor with External Circuit Connections and Electromechanical Coupling", IEEE 1997.
- [12] N.SADOWSKI Y.LEFEVRE M.LAJOIE-MAZENC J.CROS, "Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement", IEEE transactions on magnetics, vol. 28, n0.2, march 1992.
- [13] A. CANOVA, C. RAGUSA, "Calculation Of Slot Harmonic Effects In Induction Motors By Finite Element Method, Electrical Machines and Drives", 11-13 September 1995, Conference Publication No. 412, 0 IEE, 1995.
- [14] TAN H. PHAM, PHILIPPE F. WENDLING, SHEPPARD J. SALON,' Harun Acikgoz", "Transient Finite Element Analysis of an Induction Motor with External Circuit Connections and Electromechanical Coupling", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, December 1999.
- [15] A.FOGGIA, J-L.COULOMB, G.REYNE, F.OSSART, AND A.KEDOUS-LEBOUC, "The French Experience in Integrating the Program FLUX2D in the Undergraduate Curriculum at the Institut National Polytechnique de Grenoble", IEEE 1993.
- [16] R. WANG, H. MOHELLEBI, T. J. Flack, M. J. Kamper, J. D. Buys, and M. Feliachi "Two-Dimensional Cartesian Air-Gap Element (CAGE) for Dynamic Finite-Element Modeling of Electrical Machines With a Flat Air Gap", MARCH 2002.
- [17] SUBHASIS NANDI, "Slot Permeance Effects On Rotor Slot Harmonics In Induction Machines", IEEE 2003.
- [18] WILLIAM R. FINLEY, "Selection of Copper versus Aluminum Rotors for Induction Motors", IEEE 2001.

Bibliographie

[19] J-C.SABONNADIÈRE, “Conception assistée par ordinateur (CAO) en génie électrique”, Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 585.

[20] L.MOKRANI, “Contribution a la CAO optimisée des machines électrique, application au moteur linéaire a induction”, Thèse de doctorat, Décembre 2005.

[21] A.TENHUNEN, A.ARKKIO, “Modelling Of Induction Machines With Skewed Rotor Slots”, IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 148, No. 1, January 2001.

[22] S. PALKO, T JOKINEN, “Optimisation of Squirrel Cage Induction Motors Using Finite Element Method and Genetic Algorithms”, conference publication no.4440, September IEE 1997.

[23] S.CHEKROUN, A.BENOUDJIT, B.ABDELHADI, “Approche géométrique pour la conception Assistée par ordinateur Des machines a inductions”, Conference on electrical engineering, Décembre 2002.

[24] CHRISTINE HELLER DEL RIEGO, “Modélisation et Conception d’un actionneur Asynchrone dans l’Automobile”, Thèse de doctorat, Octobre 1996.

[25] B.NO Garede, “Machines tournantes: Principes et constitution”, Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 411.

[26] G.LEMASSON ET L.BLAIN, “Matériaux de construction mécanique et électrique”, Edition Dunod, Paris, 1976.

[27] M.POLOUJADOFF, “Machines électriques et réseaux industriels, i.u.t, génie électrique”, Editions DUNOD, Paris 1972.

[28] M. JEANRENAUD, “Electrotechnique, lois générales et machines”, Editions André Del court, Lausanne, 1987.

Bibliographie

- [29] J.CHATELAIN, “Machines électriques”, Tome I, Editions Dunod, Paris, 1986.
- [30] J.CHATELAIN, “Machines électriques”, Tome II, Editions Dunod, Paris, 1986.
- [31] M.BELLIER, A.GALICHON, F.LUCAS, “Electricité industrielle”, Editions Delagrave, 1980.
- [32] M.BELLIER, A.GALICHON, “Machines électriques”, Delgrave, 1972.
- [33] J.NIARD, “Machines électriques”, Editions Fernard Nathan, 1976.
- [34] G.NICOLET, E.TROTTET, “Eléments de machines”, Editions SPES, Lausanne, 1971.
- [35] A.BENTOUNSI, “Circuits électriques électrotechniques”, Collection génie électrique, 1994.
- [36] J, SAINT-MICHEL, “Bobinage des machines tournantes à courant alternatif “, Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 420.
- [37] E. VASSENT - G. MEUNIER - J.C. Sabonnadiere. “Simulation of induction machine operation using complex magnetodynamic finite elements”, IEEE transactions on magnetics, vol. 25, no. 4, July 1989.
- [38] PREFLU 2D[®], version 3.1, “Induction Machine Tutorial Geometry and Mesh Part”, Cédrat, Novembre 1999.
- [39] Flux 2D[®], version 7.40, “Induction Machine Tutorial Physical Part”, Cédrat, Novembre, 1999.
- [40] FLUX 2D[®], version 7.60/FLUX 3D[®] 3.3, “Notice d'utilisation générales, volume 2: outils généraux flux 3d/preflu_2d, géométrie et maillage, circuits et matériaux”, Cédrat, Novembre, 2001.

Bibliographie

- [41] FLUX 2D[®], version 7.60, “Notice d'utilisation générale, volume3:création de la physique, paramétrisation, résolution et exploitation”, Cédrat, Novembre, 2001.
- [42] FLUX 2D[®], version 7.60, “Notice d'utilisation générale, volume 4: Equations, sous - programmes utilisateurs, géométrie et maillage avec PREFLU, axiperiodique”, Cédrat, Novembre, 2001.
- [43] FLUX 2D, version 7.60, “Notice d'utilisation générale, volume 1 : les nouveautés, flux2d et son environnement”, Cedrat, novembre, 2001.
- [44] Flux 2D[®], version 7.1, “Analyse des dispositifs électriques, magnétiques et thermiques par la Méthode des éléments finis”, Cédrat, Juin, 1995.
- [45] Alain Edouard Perret, “Contribution a la conception de moteurs électriques assistée ordinateur”, Lausanne, EPFL 1984.
- [46] Albert FOGGIA, “Méthodes de calcul des inductances de fuites”, Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 440.
- [47] JAWAD FAIZ, “A Complete Lumped Equivalent Circuit of Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors Using Two-Dimensional Finite-Elements Technique”, IEEE transactions on energy conversion, vol. 17, no. 3, September 2002.
- [48] Encyclopédie des sciences industrielles QUILLET, électricité - électronique, Librairie artistique QUILLET, paris, 1973.
- [49] B. BOUALEM, F. PIRIOU, “Numerical Models for Rotor Cage Induction Machines Using Finite Element Method”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, No. 5, pp. 3202-3205, September 1998.
- [50] S. WILLIAMSON, N.K. ADAMS, “Cage induction motors with inter-rings” IEE proceedings, vol. 136, pt. b, no. 6, November 1989.

Bibliographie

[51] MARIA BROJBOIU, “Concerning the Influence of the Rotor Bar Geometry on the Induction Motor Performances”, September 2001.

[52] G. KOUSKOFF, Construction de machines électriques, université de Nancy, 1952.

[53] SLOBODAN N. VUKOSAVIC, “A Method for Transient Torque Response Improvement in Optimum Efficiency Induction Motor Drives”, IEEE transactions on energy conversion, vol. 18, no. 4, December 2003.

[54] LOUTZKY, S. Calcul Pratique des Alternateurs et des Machines Asynchrones, Editions Eyrolles, 1969.

[55] S. WILLIAMSON, L.H. LIM, A.C. SMITH, “Transient analysis of cage-induction motors using finite-elements, IEEE transactions on magnetics”, vol. 26, no. 2, March 1990.

[56] A.M KNIGHT, “A Comparison of Time Stepped Finite Element Molding Methods for Induction Motor Analysis”, Conference publication No.487, IEEE 2002.

[57] S. ZENTOUT, L. LOUZE, “Construction assistée par ordinateur des machines électriques asynchrones bobiné”, projet de fin d’étude, Promotion 99/2000.

[58] M.H. BENABDELAZIZ, “Conception assistée par ordinateur des alternateurs hydrauliques”, projet de fin d’étude, Promotion 2000/2001.

[59] G. GRELLET, “Pertes dans les machines tournantes”, Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 450.

p

Annexes

A.I. ABAQUES UTILISES POUR LE CALCUL DES MOTEURS À CAGES :

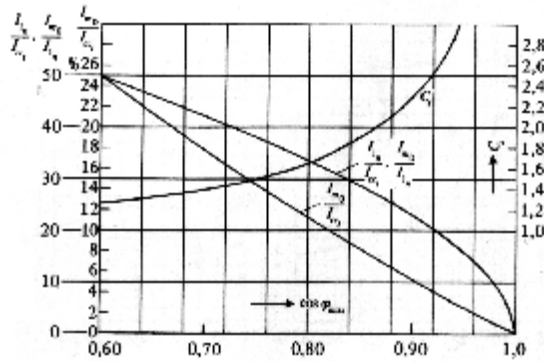


Fig.A.1

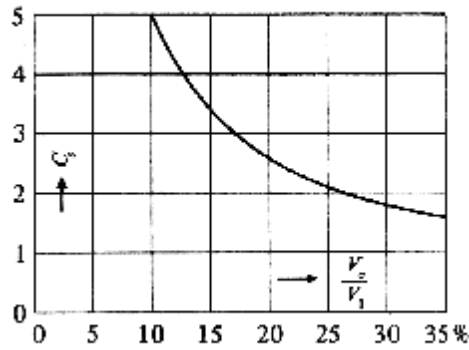


Fig.A.2 Capacité de surcharge C_s en fonction de la tension Relative de dispersion.

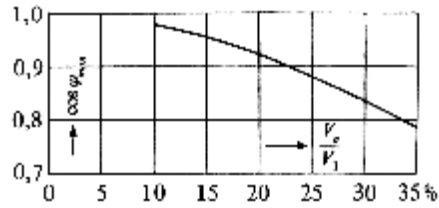


Fig.A.3 Maximum du facteur de puissance en fonction de la tension relative De dispersion.

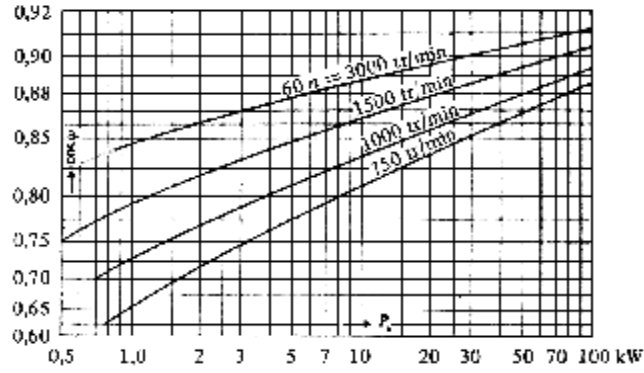


Fig.A.4

*Facteur de puissance de moteurs normaux avec rotor en court-circuit
En fonction de la puissance nominale.*

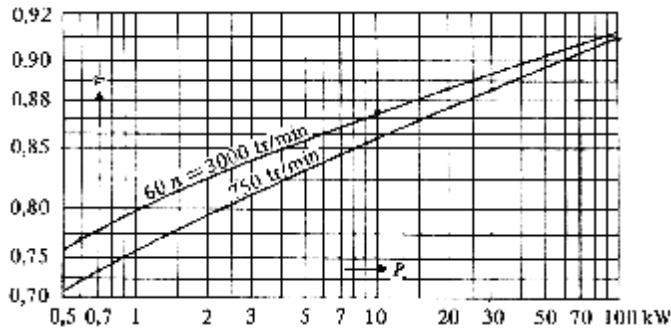


Fig.A.5

*Rendement de moteurs normaux avec rotor en court-circuit en fonction de la puissance
Nominale.*

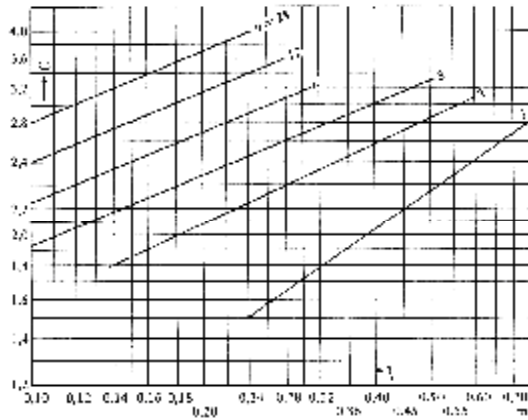


Fig.A.6.a

*Coefficient d'utilisation de machines asynchrones normales en fonction
Du pas polaire.*

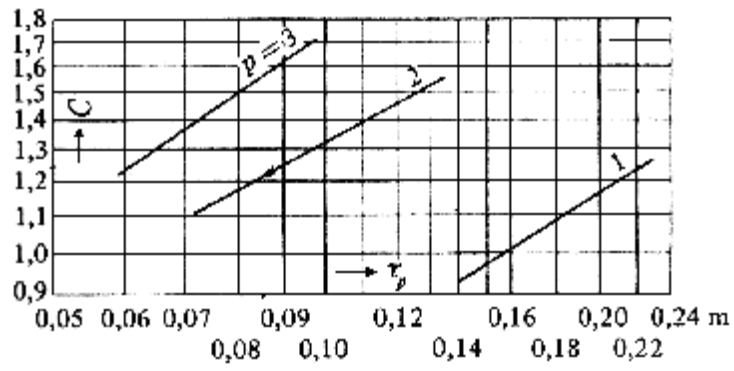


Fig.A.6.b
Coefficient d'utilisation de machines asynchrones normales en fonction
Du pas polaire.

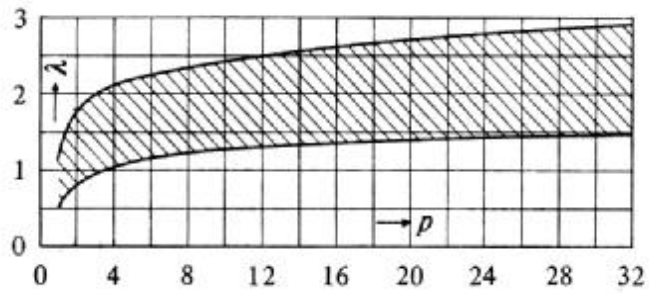


Fig.A.7
Rapport λ de la longueur virtuelle l_i d'induit au pas polaire t_p en fonction
Du nombre de paires de pôles p .

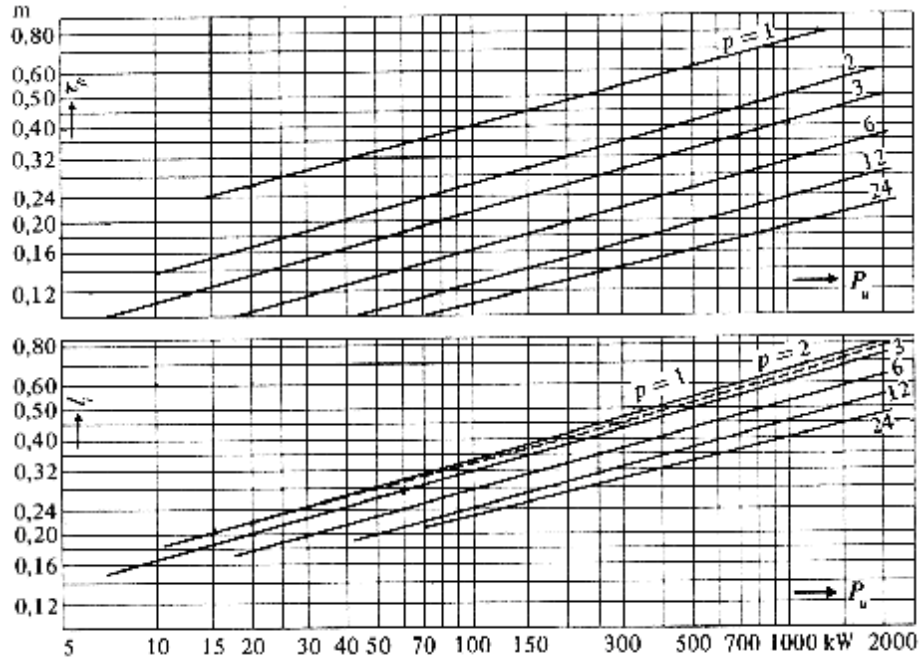


Fig.A.8.
 Pas polaire τ_p et longueur virtuelle l_1 d'induit de machine asynchrones normales
 En fonction de la puissance nominale.

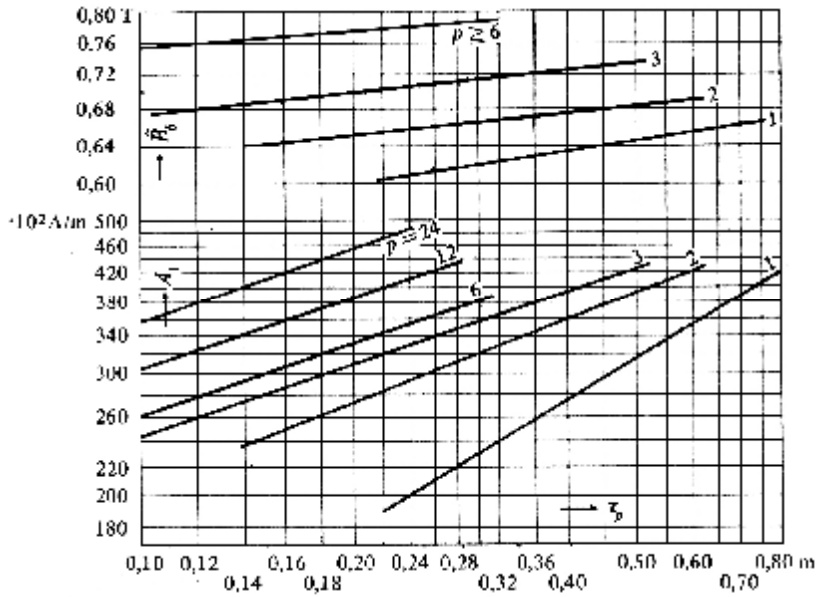


Fig.A.9
 Induction \hat{B}_d dans l'entrefer et densité linéaire A_1 de courant de machines asynchrones
 Normales en fonction du pas polaire τ_p

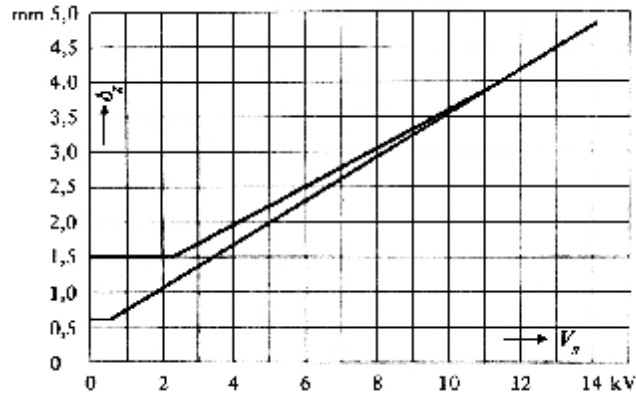


Fig. A.10

*Epaisseur de gaine pour l'enroulement statorique de machine a courant alternatif
En fonction de la tension nominale.*

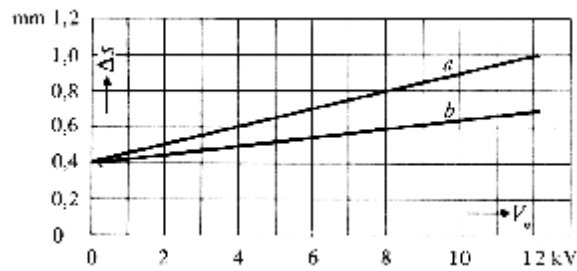


Fig.A.11

*Augmentation d'épaisseur pour l'isolation des conducteurs d'enroulement statoriques
De machines a courant alternatifs en fonction de la tension nominale.*

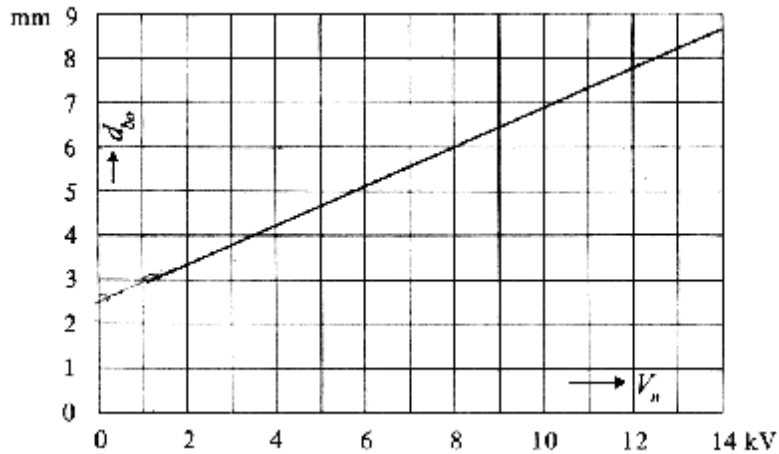


Fig. A.12

*Distance d_{bo} entre les bobines particulières à leurs têtes en fonction de la tension
Nominale.*

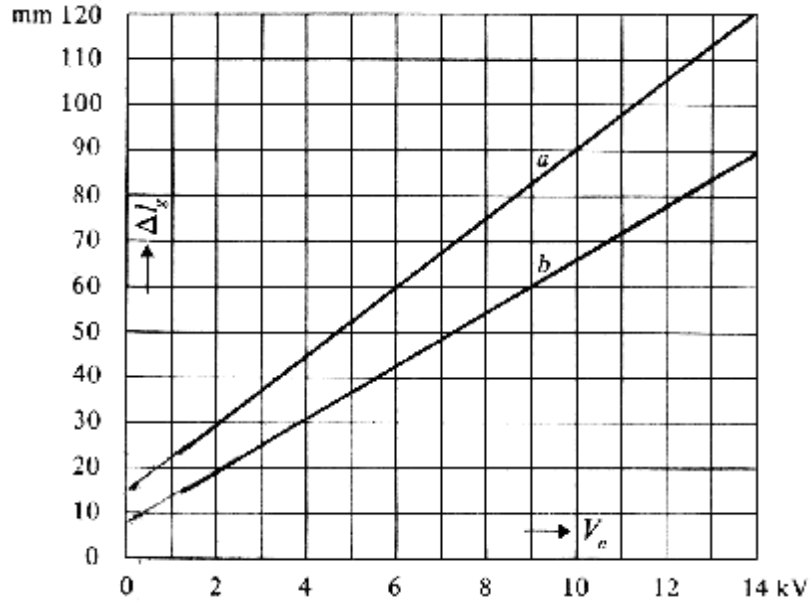


Fig. A.13

Saillie des gaines en fonction de la tension nominale.

- a) Saillie de la gaine longue, au-delà de la nervure de compression ;
- b) Saillie de la gaine courte, au-delà de la nervure de compression.

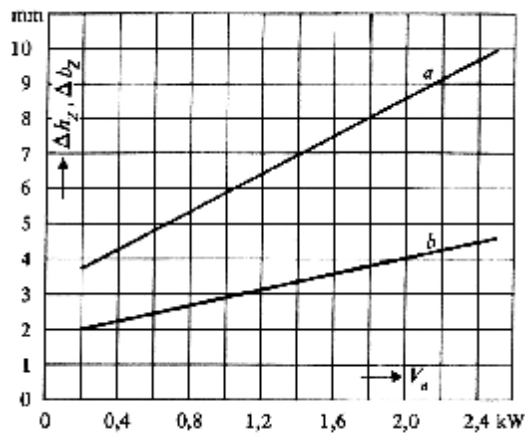


Fig. A.14

Réduction pour l'isolation et le jeu de la profondeur (courbe a) et de la largeur (courbe b) de l'encoche, dans le cas des enroulements à deux barres en fonction de la tension.

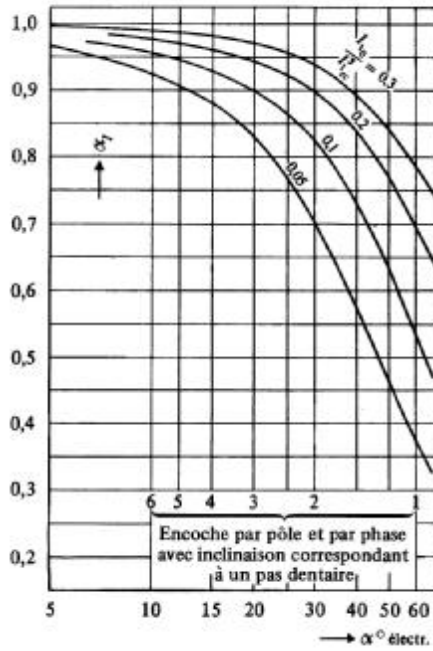


Fig. A.15

*Diminution du courant de court-circuit de machines asynchrones au moyen de l'inclinaison
Des encoches.*

(I_{10} = courant de court circuit, sans tenir compte de l'inclinaison des encoches, a_1 = rapport du
courant de court-circuit à I_{1cc} , en tenant compte de l'inclinaison des encoches).

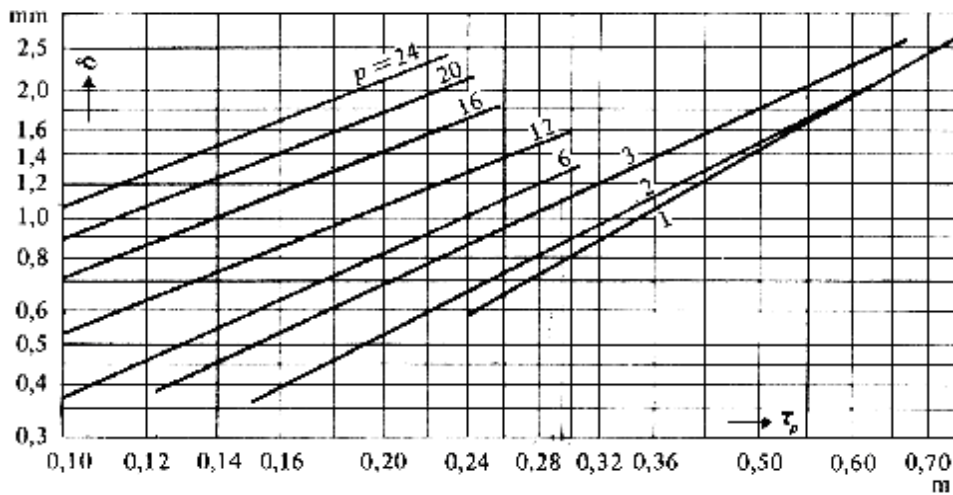


Fig. A.16.a

Entrefer δ de machines asynchrones normales en fonction de pas polaire t_p

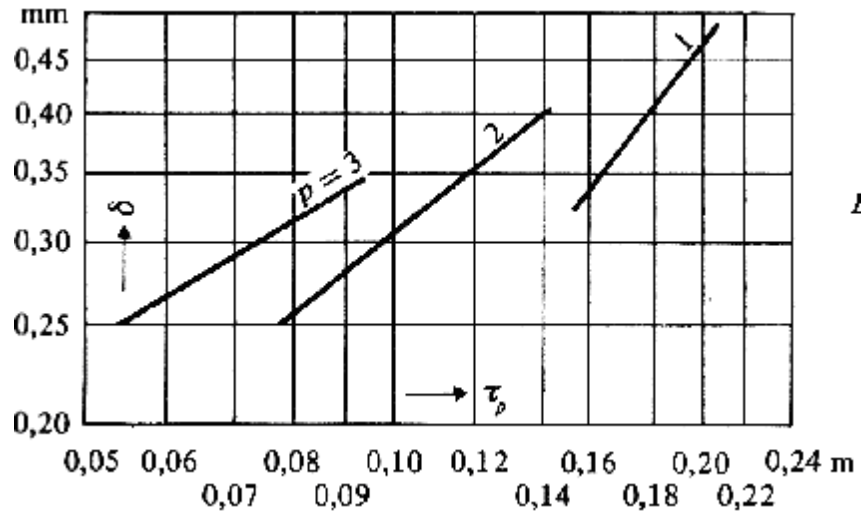


Fig. A.16.b

Entrefer δ de machines asynchrones normales en fonction de pas polaire t_p

Nombre d'encoches par pôle et par phase	2	3	4	5	6	$\frac{h_g}{t_p} = \frac{1}{3}$	$\frac{h_g}{t_p} = \frac{2}{3}$
k_a	0,966	0,960	0,958	0,957	0,956	0,956	0,830
k_b	0,707	0,667	0,653	0,646	0,642	0,636	0
k_c	0,259	0,217	0,204	0,200	0,197	0,191	0,165
k_d	0,259	0,178	0,157	0,152	0,145	0,137	0,119

Tableau. A.1

« k_d » En fonction du nombre d'encoches par pôle et par phase.

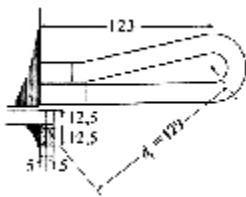


Fig. A.18

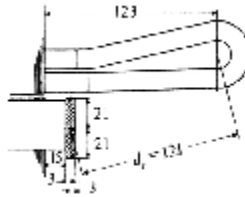


Fig. A.19

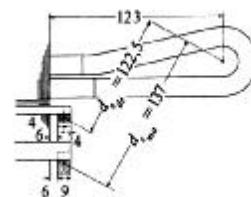


Fig. A.20

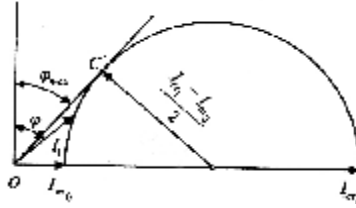


Fig. A.21 Diagramme du cercle 'Pour la détermination du facteur maximal de puissance et la capacité de surcharge'

A.II. ABAQUES UTILISES POUR LE CALCUL DES MOTEURS À ROTOR BOBINE :

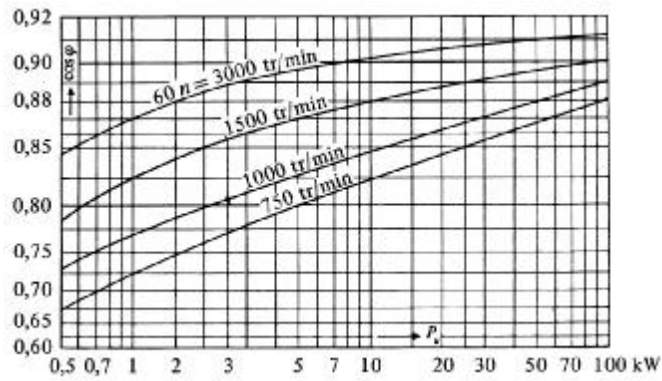


Fig. A.22 Facteur de puissance de moteurs normaux à bagues en fonction de la puissance Nominal.

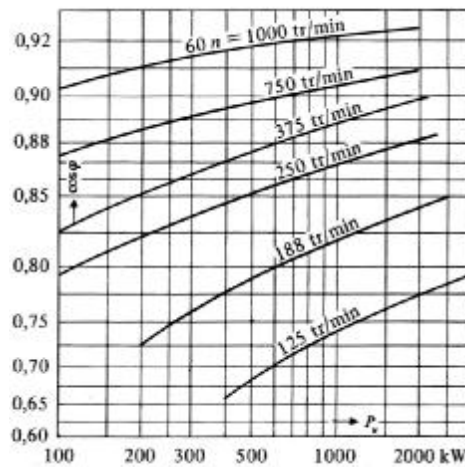


Fig. A.23 Facteur de puissance de moteurs normaux a bagues en fonction de la puissance Nominal.

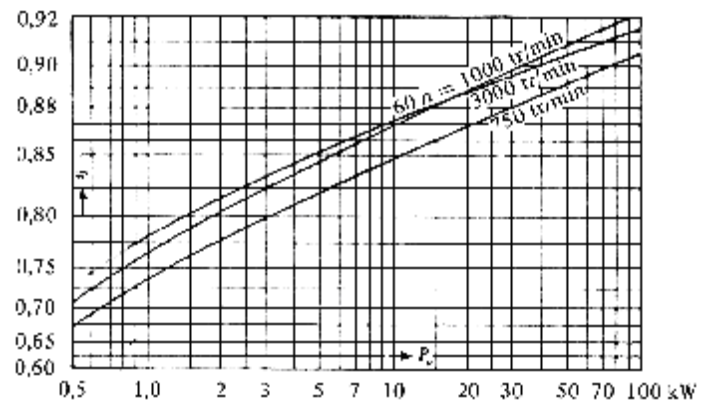


Fig. A.24 Rendement de moteurs normaux à bagues en fonction de la puissance nominale.

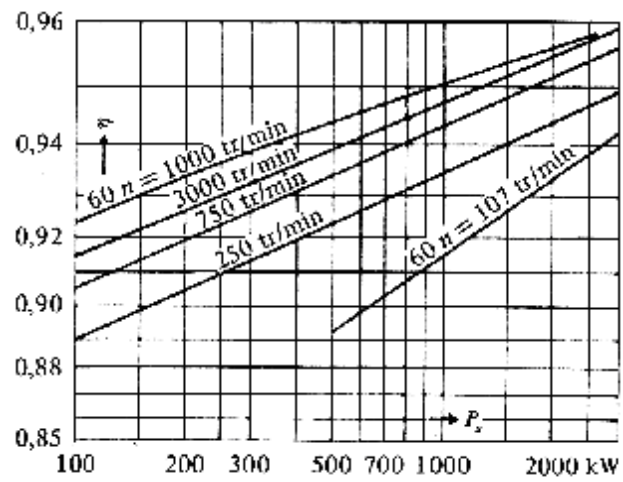


Fig. A.25 Rendement de moteurs normaux à bagues en fonction de la puissance nominal.

A.IV. TYPES DE SERVICES

Types de services.			
1. Service continu	Service type S1 Fonctionnement à charge constante d'une durée suffisante pour que l'équilibre thermique soit atteint (figure 2).	6. Service ininterrompu périodique à charge intermittente	Service type S6 Suite de cycles de service identiques comprenant chacun une période de fonctionnement à charge constante et une période de fonctionnement à vide. Il n'existe pas de période de repos.
2. Service temporaire	Service type S2 Fonctionnement à charge constante pendant un temps déterminé, moindre que celui requis pour atteindre l'équilibre thermique, suivi d'un repos d'une durée suffisante pour rétablir à 2 K près l'égalité de température entre la machine et le fluide de refroidissement (figure 3).	7. Service ininterrompu périodique à freinage électrique	Service type S7 Suite de cycles de service identiques comprenant chacun une période de démarrage, une période de fonctionnement à charge constante et une période de freinage électrique. Il n'existe pas de période de repos.
3. Service intermittent périodique	Service type S3 Suite de cycles de service identiques comprenant chacun une période de fonctionnement à charge constante et une période de repos (figure 4). Dans ce service, le cycle est tel que le courant de démarrage n'affecte pas l'échauffement de façon significative (figure 4).	8. Service ininterrompu périodique à changements liés de charge et de vitesse	Service type S8 Suite de cycles de service identiques comprenant chacun une période de fonctionnement à charge correspondant à une vitesse de rotation prédéterminée, suivie d'une ou plusieurs périodes de fonctionnement à d'autres charges constantes correspondant à différentes vitesses de rotation (réalisées par exemple par changement du nombre de pôles dans le cas des moteurs à induction). Il n'existe pas de période de repos.
4. Service intermittent périodique à démarrage	Service type S4 Suite de cycles de service identiques comprenant une période appréciable de démarrage, une période de fonctionnement à charge constante et une période de repos.	9. Service à variations non périodiques de charges et de vitesse	Service type S9 Service dans lequel généralement la charge et la vitesse ont une variation non périodique dans la plage de fonctionnement admissible. Ce service inclut fréquemment des surcharges appliquées qui peuvent être largement supérieures à la pleine charge (ou aux pleines charges). Nota : pour ce service type, des valeurs appropriées à pleine charge devront être considérées comme bases du concept de surcharge.
5. Service intermittent périodique.	Service type S5 Suite de cycles de service périodiques comprenant chacun une période de démarrage, une période de fonctionnement à charge constante, et une période de repos.	10. Service à régimes constants distincts	Service type S10 Service comprenant au plus quatre valeurs distinctes de charges (ou charges équivalentes), chaque valeur étant appliquée pendant une durée suffisante pour que la machine atteigne l'équilibre thermique. La charge peut avoir la valeur zéro (fonctionnement à vide ou temps de repos).

Tableau.A.2

A.V. TABLEAU DU CHOIX DES ENCOCHES :

P	Z_1	Z_2
	24	18
		30
	36	30
		42
	48	38
		58
	60	50
		74
2	72	58, 62, 82, 86, 90
	84	70, 90, 94, 98, 102
	96	78, 110, 114, 118

*Tableau.A.3***A.VI. CALCUL DE L'INERTIE :****A.V.1 Calcul des inerties pour les différents rotors :**

En raison des différentes géométries des rotors étudiés, chaque cage possède sa propre inertie plus ou moins grande en fonction de la surface des barres et des matériaux employés.

a) Géométrie du rotor :

Le rotor est un cylindre constitué de plusieurs composantes, la cage d'écureuil et l'arbre qui permet la transmission du couple mécanique.

A.V.2. Calcul et procédure :

On a pour base la formule (A.1) pour le calcul de l'inertie :

$$Inertie = Masse * (rayon)^2 \quad (A.1)$$

Chaque partie du rotor étant constitué d'un matériau différent, la masse de ces derniers dépend de la masse volumique de chaque matériau.

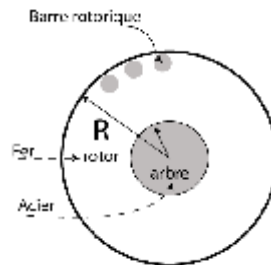


Fig. A.26

- La masse volumique de l'acier : $M_{v_{acier}} = 7800 \text{ kg.m}^3$
- La masse volumique de l'aluminium : $M_{v_{aluminium}} = 2700 \text{ kg.m}^3$
- La masse volumique de du cuivre : $M_{v_{cuivre}} = 8920 \text{ kg.m}^3$
- La masse volumique du fer : $M_{v_{fer}} = 7860 \text{ kg.m}^3$

Exemple de calcul pour la cage a rotor en court circuit du type A :

Masse totale = Masse du fer rotorique + Masse des barres de la cage + Masse de l'arbre + Masse des anneaux.

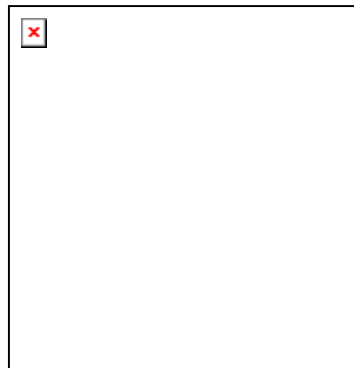


Fig. A.27

$$\text{Masse des barre} = 40 * p \cdot r_{barre}^2 \cdot l_i \cdot (M_{v_{aluminium}})$$

Annexe

$$\text{Masse de l'arbre} = pR_{\text{arbre}}^2 \cdot l_i \cdot (M_{\text{acier}}).$$

$$\text{Masse des anneaux} = 2p \cdot R \cdot S_{\text{anneau}}.$$

$$\text{Masse du fer rotorique} = pR^2 \cdot l_i \cdot (M_{\text{fer}}) - 40 \cdot p \cdot r_{\text{barre}}^2 \cdot l_i \cdot (M_{\text{aluminium}}) - pR_{\text{arbre}}^2 \cdot l_i \cdot (M_{\text{acier}}).$$

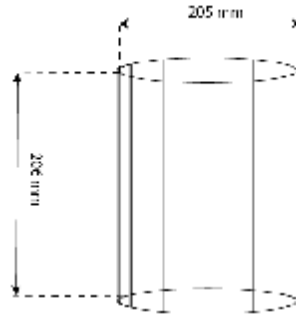


Fig. A.28

A.N :

Inertie du rotor a cage en court circuit type (A) = 0,497 N.m²

Inertie du rotor a cage a effet pelliculaire type (B) = 0.498 N.m²

Inertie du rotor a double cage symétrique et dissymétrique = 0.51 N.m²

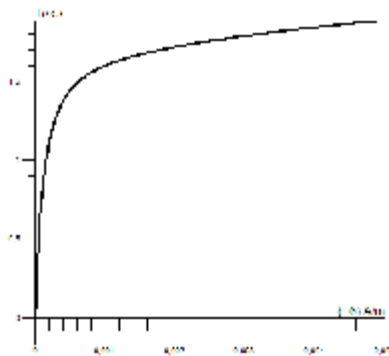


Fig.A.29 courbe b (H) de acier isotrope.

A.VII. CALCUL DE LA LONGUEUR DES CONDUCTEURS :

$$l_{co} = l_a + 2V_{1c} \cdot 10^{-3} \quad (\text{A.2})$$

Ou : l_a désigne la longueur du stator.

V_{1c} La tension (composée) du stator.

A.VII. DETAIL DU CALCUL DU MOTEUR AVEC ROTOR A EFFET PELLICULAIRE :

La résistance ramené au primaire : $R_2' = 0,24 \ \Omega$

Le courant magnétisant de l'équation (II.9) :

$$I_m = \frac{2.848}{0,9.3.88.0,855} = 8,0 \text{ A}$$

Et la réactance de fuite de l'enroulement du stator :

$$X_{s_1} = 12,8f \frac{N_1^2}{p} (\Lambda_{s_{z_1}} + \Lambda_{s_{d_1}} + \Lambda_{s_{h_1}}) = 12,8.50 \frac{88^2}{2} (1,1 + 0,96 + 0,87) \cdot 10^{-7} = 0,716 \ \Omega \quad (\text{A.3})$$

La réactance de fuite de l'enroulement rotorique, rapportée au circuit primaire, sans tenir compte de l'effet pelliculaire, est égale à :

$$X_{s_2}' = 12,8 \cdot \frac{f}{2p} (\Lambda_{s_{z_2}} + \Lambda_{s_{d_2}} + \Lambda_{s_{h_2}}) \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_1 k_{w_1}}{N_2 k_{w_2}} \right)^2 = 12,8 \frac{50}{4} (19 + 5,25 + 1,86) \cdot 10^{-7} \cdot 3850 = 1,58 \ \Omega \quad (\text{A.4})$$

On doit calculer maintenant le courant et le moment de démarrage de la machine à l'arrêt ($s = 1$). Il faut pour cela déterminer tout d'abord la résistance et la réactance de fuite rotoriques, en tenant compte de l'effet pelliculaire. Cet effet se vérifie seulement dans la partie de la barre du rotor situé dans l'encoche. Conformément à la fig.A.19 on a :

$$x = 2p \sqrt{\frac{b_{cu}}{b_z} \frac{f}{10^7 Q}} h_{co} = 2p \sqrt{\frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{1,8 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{50}{0,0216 \cdot 10^{-6} \cdot 10^7}} \cdot 35 \cdot 10^{-3} = 3,05. \quad (\text{A.5})$$

Pour la valeur $h_x = z_{s_c}$, $x = 3,05$ on prend $K = 3,05$. Ainsi la résistance des barres du rotor, en tenant compte de l'effet pelliculaire de courant, devient :

Annexe

$$R_{ba} = \frac{Q l'_{ba}}{S_{ba}} K + \frac{Q(l_{ba} - l'_{ba})}{S_{ba}} = 2,66.10^{-4} \Omega \quad (\text{A.6})$$

Et la résistance, rapportée au primaire (compte tenu de l'effet pelliculaire) :

$$R'_2 = 3850 \frac{1}{p} \left[R_{ba} + \frac{2R_{an}}{\left(2 \sin \frac{pp}{Z_2}\right)^2} \right] = 3850. \frac{1}{2}. (2,66 + 0,22). 10^{-4} = 0,555 \Omega \quad (\text{A.7})$$

le rapport $\frac{I_{S_{z_a}}}{I_{S_{z_c}}}$ est pour $h_x = 3,05$ égal à 0,505 et la dispersion de l'encoche :

$$\Lambda_{S_{z_2}} = m_0 l_{Z_2} \left(\frac{I_{S_{z_a}} k_{co_{ca}}}{I_{S_{z_c}}} \frac{h_1}{3b_z} + k_{co_z} \frac{h_2}{b_z} \right) = 4p. 10^{-7}. 198. 10^{-3} \left(0,505. \frac{35}{3.1,8} + \frac{2}{1,8} \right) = 10,9. 10^{-7}. (\text{A.8})$$

Ainsi la réactance de fuite de l'enroulement du rotor, en tenant compte de l'effet pelliculaire de courant, devient :

$$X'_{S_2} = 12,8 \frac{f}{2p} (\Lambda_{S_{z_2}} + \Lambda_{S_{d_2}} + \Lambda_{S_{b_2}}) \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_1 k_{w_1}}{N_2 k_{w_2}} \right)^2 = 12,8 \frac{50}{4} (10,9. 5. 28. 1,86). 10^{-7}. 3850 = 1,09 \Omega \quad (\text{A.9})$$

Les facteurs de dispersion de Heyland sont $s_{H_1} = 0,0268$, $s_{H_2} = 0,041$. La résistance totale et la réactance totale de fuite sont, pour $s = 1$:

$$R_{tot} = R_1 + (1 + s_{H_1}) R'_2 = 0,827 \Omega \quad (\text{A.10})$$

$$X_{tot} = X_{S_1} + (1 + s_{H_1}) X'_{S_2} = 1,836 \Omega \quad (\text{A.11})$$

on tire le courant de démarrage

$$I_{1_{cc}} = \frac{V_1 (1 + s_{H_2})}{\sqrt{R_{tot}^2 + X_{tot}^2}} = \frac{230. 1,041}{\sqrt{0,827^2 + 1,836^2}} = 118,9 \text{ A} \quad (\text{A.12})$$

Annexe

le moment de couple de démarrage :

$$M_{de} = \frac{m_1 V_1^2 R_2'}{R_{tot}^2 + X_{tot}^2} \cdot \frac{1}{2pn_s} = \frac{3.230^2 \cdot 0,555}{0,827^2 + 1,836^2} \cdot \frac{60}{2p \cdot 1500} = 138,35 \text{ Nm.} \quad (\text{A.13})$$

Le degré de qualité du rotor au démarrage est :

$$q_m = \frac{\frac{M_{de}}{M_n}}{\frac{\frac{I_{1cc}}{I_{1n}}}{\frac{118,9}{29,4}}} = \frac{\frac{138,35}{98,1}}{\frac{1,295}{3,86}} = 0,348 \quad (\text{A.14})$$

On peut considérer cette valeur comme favorable.

La somme des pertes vaut :

$$P_v = P_{Fe} + P_{Q_1} + P_{Q_2} + P_{sp} + P_{vt+ft} = 350 + 670 + 405 + 100 + 200 = 1725 \text{ W} \quad (\text{A.15})$$

D'où $h = 88,5 \%$.

Le glissement nominal est :

$$S_n = \frac{P_{Q_2}}{P_u + P_{Q_2} + P_{vt+ft}} = \frac{405}{15000 + 405 + 200} \cdot 100 = 2,59 \% \quad (\text{A.16})$$

Le facteur de puissance pour un glissement $s_n = 2,59 \%$.

les constants f , h , l et m les valeurs suivantes :

$$f = 0,0026 \cdot 0,233 + 0,0259 \cdot (1 + 0,372 \cdot 1,58) = 0,0280$$

$$h = 0,0259 \cdot 0,0026 \cdot 1,58 - 0,0372 \cdot 0,233 = -0,00855$$

$$l = 1,0268 \cdot 0,233 + 0,0259 \cdot 0,257 = 0,246$$

$$m = 0,0259(0,716 + 1,0268 \cdot 1,58) = 0,0605$$

Ou :

$$G = \frac{P_{fe}}{m_1 E_1^2} = \frac{P_{fe}}{3(V_1 - I_m X_{s_1})^2} = \frac{350}{3.(220 - 8,0,0,716)^2} = 0,0026 \quad (\text{A.17})$$

$$B = \sqrt{\left(\frac{I_m}{E_1}\right)^2 - G^2} = \sqrt{\left(\frac{8,0}{14,3}\right)^2 - 0,026^2} = 0,0372 \quad (\text{A.18})$$

Par conséquent :

$$\text{tg}j_1 = \frac{f_m - h_l}{f_l + h_m} = 0,595 \quad (\text{A.19})$$

$$\cos j_1 = 0,86$$

A.VIII. DETAIL DU CALCUL DU MOTEUR AVEC ROTOR A DOUBLE CAGE:

Le courant magnétisant est égal à :

$$I_m = \frac{pF_{ci}}{0,9.m_1.N_1.k_{w_1}} = \frac{2,871}{0,9.3.88.0,885} = 8,25 \text{ A} \quad (\text{A.20})$$

La réactance de fuite de l'enroulement du stator à :

$$X_{s_1} = 12,8.f.\frac{N_1^2}{p}.\left(\Lambda_{s_{z_1}} + \Lambda_{s_{d_1}} + \Lambda_{s_{b_1}}\right) \quad (\text{A.21})$$

$$X_{s_1} = 12,8.50.\frac{88^2}{2}.(1,10 + 0,93 + 0,87).10^{-7} = 0,7\Omega \quad (\text{A.22})$$

La réactance de fuite de l'enroulement de démarrage, rapportée au primaire, à :

$$X'_{de} = 12,8.\frac{f}{2p}\left(\Lambda_{s_{z_{de}}} + \Lambda_{s_{b_{de}}}\right).\frac{m_1}{m_2}\left(\frac{N_1.k_{w_1}}{N_2.k_{w_2}}\right)^2 = 12,8.\frac{50}{4}.(2,5 + 5,21).10^{-7}.2433 = 0,3 \Omega \quad (\text{A.23})$$

La réactance de fuite de l'enroulement de marche, rapportée au primaire, à :

Annexe

$$X'_{ma} = 12,8 \frac{f}{2p} \left(\Lambda_{s_{zma}} + \Lambda_{s_{bma}} \right) \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_1 \cdot k_{w_1}}{N_2 \cdot k_{w_2}} \right)^2 = 12,8 \frac{50}{4} (56,7 + 4,1) \cdot 10^{-7} \cdot 2433 = 2,36 \Omega \quad (\text{A.24})$$

Enfin la réactance de dispersion différentielle à :

$$X'_{s_{d_2}} = 12,8 \frac{f}{2p} \Lambda_{s_{d_2}} \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_1 \cdot k_{w_1}}{N_2 \cdot k_{w_2}} \right)^2 = 12,8 \cdot \frac{50}{4} \cdot 3,26 \cdot 10^{-7} \cdot 2433 = 0,126 \Omega \quad (\text{A.25})$$

Avec

$$\Lambda_{s_{dm}} = m_0 l_{Z_2} I_{s_{dm}} = m_0 l_{Z_2} \left(\frac{p}{4} + \frac{h_4}{b_2} \right) = 4p 10^{-7} \cdot 200,4 \cdot 10^{-3} \left(\frac{p}{4} + \frac{0,005}{0,015} \right) = 2,8 \cdot 10^{-7} \quad (\text{A.26})$$

La réactance d'induction mutuelle entre les deux cages est :

$$X'_{dém} = 12,8 \frac{f}{2p} \Lambda_{s_{dm}} \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_1 \cdot k_{w_1}}{N_2 \cdot k_{w_2}} \right)^2 = 12,8 \cdot \frac{50}{4} \cdot 2,82 \cdot 10^{-7} \cdot 2433 = 0,109 \Omega \quad (\text{A.27})$$

Le facteur de HEYLAND du primaire vaut $s_{H1} = 0,027$

Il reste à calculer le courant et le moment de couple de démarrage avec rotor à l'arrêt ($s=1$).

Reportons, tout d'abord, les constantes d'enroulement du stator et des deux cages.

Elles sont (en Ω)

$$R_1 = 0,257 \quad X_{s_1} = 0,706 \quad X'_{s_{dém}} = 0,195$$

$$R'_{de} = 1,36 \quad X'_{de} = 0,3 \quad X'_{s_{manu}} = 2,24$$

$$R'_{ma} = 0,264 \quad X'_{ma} = 2,41$$

$$R'_{tot_2} = 1,6 \quad X'_{s_{d_2}} = 0,126 \quad X'_{dém} = 0,109$$

$$X'_{tot_2} = 2,5$$

La réactance totale de fuite du rotor au démarrage ($s=1$) est :

Annexe

$$R'_{2_{res}} = 0,88 \, \Omega \quad X'_{S_{2_{res}}} = 0,73 \, \Omega$$

La réactance total de fuite du rotor au démarrage ($s=1$) :

$$X'_{S_{2_{tot}}} = X'_{S_{2_{res}}} + X'_{S_{d_2}} = 0,746 + 0,129 = 0,875 \quad (\text{A.28})$$

Et le facteur de HEYLAND du secondaire :

$$S_{H_2} = \frac{X'_{S_{2_{tot}}}}{X_{S_1}} S_{H_1} = \frac{0,875}{0,706} \cdot 0,027 = 0,0335. \quad (\text{A.29})$$

La résistance total se monte à :

$$R_{tot} = R_1 + (1 + S_{H_1}) R'_{2_{res}} = 0,257 + 1,027 \cdot 0,895 = 1,18 \, \Omega \quad (\text{A.30})$$

Et la réactance total de fuite :

$$X_{tot} = X_{S_1} + (1 + S_{H_1}) X'_{S_{2_{tot}}} = 0,706 + 1,027 \cdot 0,875 = 1,61 \, \Omega \quad (\text{A.31})$$

Le courant de démarrage :

$$I_{1_{cc}} = \frac{V_1 (1 + S_{H_2})}{\sqrt{R_{2_{tot}}^2 + X_{2_{tot}}^2}} = \frac{230 \cdot 1,033}{\sqrt{1,18^2 + 1,61^2}} = 119,08 \, A \quad (\text{A.32})$$

Le couple de démarrage :

$$M_{de} = \frac{m_1 V_1^2 R'_{2_{res}}}{R_{tot}^2 + X_{tot}^2} \cdot \frac{1}{2pn_s} = \frac{3 \cdot 230^2 \cdot 0,895}{1,18^2 + 1,61^2} \cdot \frac{60}{2p \cdot 1500} = 226,93 \, Nm \quad (\text{A.33})$$

Le degré de qualité du moteur au démarrage vaut :

Annexe

$$q_m = \frac{\frac{M_{de}}{I_{1cc}}}{\frac{M_n}{I_{1n}}} = \frac{\frac{226,93}{119,08}}{\frac{98}{30}} = \frac{2,31}{3,96} = 0,581 \quad (\text{A.34})$$

La somme des pertes est :

$$P_v = P_{fe} + P_{q_1} + P_{q_2} + P_{sp} + P_{vt+ft} = 350 + 692 + 401 + 99 + 198 = 1740 \text{ W} \quad (\text{A.35})$$

Et par conséquent le rendement : $h = 89,6\%$

Aux pertes supposées de 400 W dans les deux cages correspond, comme avec le rotor à effet pelliculaire de courant a barre haute et étroites, un glissement nominal de :

$$S_n = \frac{P_{q_2}}{P_u + P_{q_2} + P_{vt+ft}} \cdot 100 \quad (\text{A.36})$$

$$S_n = \frac{401}{15000 + 401 + 198} \cdot 100 = 2,57 \%$$

Le facteur de puissance doit être calculé, pour le glissement nominal $s_n = 0.0257$. On obtient tout d'abord

$$R'_{2_{resn}} = 0,0229 \ \Omega \quad X'_{s_{2_{res}}} = 1,69 \ \Omega$$

$$X'_{s_{2_{tot}}} = X'_{s_{2_{res}}} + X'_{s_{d2}} = 1,69 + 0,129 = 1,819 \ \Omega \quad (\text{A.37})$$

Les constants f , h , l et m :

$f=0,0280$, $h=0,00868$, $l=0,242$, $m=0,0637$, ou $G=0,00254$ et $B=0,0385$; par conséquent :

$$tgj_1 = \frac{fm - hl}{fl + hm} = 0,624 \quad (\text{A.38})$$

$$\text{Et } \cos j_1 = 0,85.$$

Valeurs des facteurs utilisés pour le calcul :

$$k_{w_1} = 0,885, k_f = 0,825, k_s = 1,4, k_F = 0,9, s_{H_1} = 0,025, s_{H_2} = 0,0204.$$

V.III. METHODE DE CALCUL DU COUPLE UTILISE PAR FLUUX2D :

V.III.1. Force et couple par la méthode des travaux virtuels :

La **méthode des travaux virtuels** permet de calculer la force et le couple d'origine électromagnétique s'exerçant sur des **pièces indéformables entourées d'air**. La force exercée dans une direction donnée s'obtient en dérivant l'énergie magnétique du système **W** par rapport à un déplacement virtuel **s** de l'objet dans cette direction (déplacement virtuel angulaire pour le couple) : $F_s = -\frac{\partial W}{\partial s}$.

Lorsque les **forces sont très faibles** (dues à un courant faible), la dérivée de l'énergie devient très petite devant l'énergie totale et la précision du calcul diminue. En dynamique (variable complexe) les résultats peuvent être erronés lorsque le courant et le champ sont en quadrature (la force moyenne doit être nulle). Dans le cas d'un conducteur non magnétique, il est préférable de calculer l'effort exercé sur ce conducteur.

V.III.2. Effort sur un conducteur non magnétique :

La force exercée sur une région conductrice non magnétique peut être calculée par la loi de

$$\text{Laplace, quantité, } \vec{F} = \iiint_V \vec{J} \wedge \vec{B}.dV$$

V.III.3. Calcul du couple et bande de roulement :

Si la bande de roulement a été définie directement sur les contours du rotor et du stator, le calcul du couple ne peut pas être réalisé comme d'habitude. En effet, les régions correspondant au rotor et au stator ne sont pas proposées lors du calcul du couple, car elles ne sont pas *entourées* d'air. Le couple doit être calculé sur la région utilisée comme bande de roulement.

V.IV. ABB PERFORMANCE :

Données performance des moteurs a cages d'écureuils (4 pole 50 Hz 3 phase 415 v):

full	torque ratios		full	rotor	max	max	max			
cont.	load	load	start	break	load	inertia	DOL	no.	shaft	
output	speed	torque	-ing	- down	eff'y	J	time	hourly	load	weight
kW	rpm	Nm	T_s/T_f	T_b/T_f	%	kg.m ²	sec	starts	kN	kg
15	1455	98	2.9	3.2	90	0.094	15	1500	1.30	87
500	1490	3205	1.4	3.2	96.8	10.5	20	175	9.85	2100

Tableau.A.4

Résumé :

Ce travail concerne le calcul et la CAO des machines électriques appliqués aux moteurs asynchrones. Il comprend le principe, les étapes et les différentes approches du dimensionnement de ces machines ainsi qu'une application de l'outil CAO.

Un calcul complet du moteur à cage, fidèle aux étapes de la méthode LIWSCHITZ sera détaillé ainsi qu'une comparaison entre les différents types de rotor. A la suite de cette comparaison une optimisation sera proposée sur le rotor du type C.

En entamera ensuite une simulation d'un moteur asynchrone à rotor bobiné dont les dimensions on été calculé par un programme développé sous environnement MATLAB.

Mots clés : CAO, Moteur asynchrone, LIWSCHITZ, MATLAB.FLUX2D.

Abstract :

This work relates to the calculation and the CAD of the electric machines applied to the asynchronous motors. It includes/understands the principle, the stages and the various approaches of the dimensioning of these machines as well as an application of tool CAD

A complete calculation of the cage engine, faithful at the stages of method LIWSCHITZ will be detailed as well as a comparison between the various types of rotor. Following this comparison an optimization will be proposed on the rotor of the type C

In then a simulation of an asynchronous motor à rotor will start wound of which dimensions one calculated by a program developed under environment MATLAB.

Key words: CAD, asynchronous Motor, LIWSCHITZ, MATLAB.FLUX2D

ملخص:

يتمحور هذا العمل حول الحساب والتصميم بالة الكمبيوتر للآلات الكهربائية وبالخصوص الآلات غير متزامنة. هذا العمل يضم الحساب الكامل والدقيق وفق منهجية ليوشيتس ويتبع بتحليل و مقارنة بين أنواع الجزء المتحرك لتحسين هذا الأخير.

نتطرق أيضا إلى حساب محرك لا تزامني عن طريق برنامجا بلغة MATLAB و باستعمال برنامج فلويد 2D $F \ddot{u} \partial \dot{U} K \ddot{u} \theta$

. $\mathcal{H} \ddot{u} \ddot{u} F \ddot{u}$

CAD, asynchronous motors, LIWSCHITZ, MATLAB: $F \dot{U} \ddot{u} \ddot{u} \dot{U} \ddot{u}$