

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Génie Electrique**

Spécialité : Machines Electriques

Présenté par
BENSAID Sadek
HELALI Nouredine

Thème

Analyse et dimensionnement des moteurs asynchrones triphasés à cage

Mémoire soutenu publiquement le 03 juillet 2014 devant le jury composé de :

M Mohand Tahar BELASSEL

Maitre de Conférences A, Université Mouloud Maameri Tizi-Ouzou, Président

M M'hemed RACHEK

Maitre de Conférences A, Université Mouloud Maameri Tizi-Ouzou, Rapporteur

M Rabah KHALDI

Maitre Assistant Classe A, Université Mouloud Maameri Tizi-Ouzou, Examineur

M Nadia RADJA

Maitre Assistante Classe B, Université Mouloud Maameri Tizi-Ouzou, Examinatrice



REMERCIEMENTS

*C'est pour un grand plaisir qu'un devoir, d'exprimer
notre gratitude et reconnaissance à tous les
personnes ayant contribuées de près ou de loin à la
réalisation de ce travail, et spécialement notre
promoteur :*

Mr. RACHEL.



SOMMAIRE

Introduction générale	7
CHAPITRE I : Généralité sur la conception et la construction des machines asynchrones	10
I.1. Introduction.....	11
I.2. Genèse du problème de dimensionnement.....	11
I.2.1. Définition du problème de dimensionnement.....	12
I.2.2. La modélisation physico-mathématique.....	12
I.2.3. La conception dans l'industrie.....	14
I.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.....	16
I.4. Machine asynchrone.....	17
I.4.1. Stator.....	19
I.4.2. Rotor.....	19
I.4.3. Bobinage.....	21
I.5. Classification des moteurs à cage d'écureuil.....	23
I.6. Les contraintes de conception des moteurs asynchrones.....	25
I.7. Conclusion.....	27
CHAPITRE II : Conception et relations analytiques nécessaires	28
II.1. Introduction.....	29
II.2. Cahier des charges.....	29
II.3. Algorithme de dimensionnement de la machine.....	30
II.4. Les relations analytiques.....	31
II.4.1. Calcul des dimensions principales.....	31

II.4.2.	Facteur d'ESSON.....	32
II.4.3.	Facteur de forme d'onde.....	33
II.4.4.	Facteur de forme structurel – Longueur active.....	34
II.5.	Calcul du diamètre extérieur du stator.....	36
II.6.	Calcul des grandeurs de l'entrefer	36
II.6.1.	Calcul de l'épaisseur de l'entrefer	36
II.6.2.	Calcul du flux et de l'induction dans l'entrefer	37
II.7.	Calcul des grandeurs de l'enroulement statorique.....	37
II.7.1.	Section des conducteurs de l'enroulement du stator.....	37
II.7.2.	Nombre de conducteurs par encoches	38
II.7.3.	Facteur d'enroulement au stator.....	38
II.7.3.1.	Facteur de distribution	39
II.7.3.2.	Facteur de raccourcissement	39
II.7.3.3.	Facteur d'inclinaison	40
II.7.3.4.	Le nombre d'encoches au stator	40
II.8	Dimensionnement de l'encoche du stator	41
II.8.1.	Formes d'encoches usuelles au stator	41
II.8.2.	Inductions magnétiques dans les dents et culasse du stator.....	42
II.8.3.	Calcul des dimensions des encoches au stator	42
II.8.3.1.	Présentation géométrique générale d'une encoche statorique....	42
II.8.3.2.	Section de l'encoche	43
II.8.3.3.	Fente et clavette de l'encoche	43
II.8.3.4.	Largeurs de l'encoche	44
II.8.3.5.	Encoche trapézoïdale à fond plat ouverte ou semi-fermée.....	44
II.8.3.6.	Encoche rectangulaire semi ouverte.....	44
II.8.3.7.	Encoche ronde	44
II.9.	Calcul des dimensions des encoches au rotor	45
II.9.1.	Nombre d'encoche au rotor	45
II.9.2.	Calcul du courant et de la section de la barre.....	46
II.9.3.	Type et forme d'encoches des rotors a cage.....	46

II.9.4.	Dimensionnement de l'encoche du rotor.....	48
II.9.4.1.	Présentation géométrique générale d'une encoche statorique...48	
II.9.4.2.	Fente et clavette d'encoche rotorique	49
II.9.4.3.	Largeur et hauteur de la dent	49
II.9.4.3.	Hauteur de la culasse magnétique.....	50
II.9.4.4.	Largeur de l'encoche coté entrefer.....	50
II.9.4.5.	Encoche trapézoïdale semi ouverte	50
II.9.4.6.	Encoche rectangulaire semi fermée	51
II.9.4.7.	Encoche ronde	51
II.9.5	Dimensionnement de l'anneau de court-circuit.....	51
II.9.5.1.	Courant dans l'anneau	51
II.9.5.2.	Dimensions de l'anneau	51
II.10.	Calcul des forces magnéto motrices	52
II.10.1.	Coefficient de carter	53
II.10.2.	Force magnétomotrice dans l'entrefer	53
II.10.3.	Force magnétomotrice dans les dents	54
II.10.4.	Force magnétomotrice dans la culasse	54
II.10.5.	Coefficient de saturation	54
II.11.	Conclusion	55
CHAPITRE III : Calcul des Paramètres électriques et des performances		56
III.1.	Introduction.....	57
III.2.	Calcul des paramètres électriques	57
III.2.1.	Schéma électrique équivalent à rotor ramené au stator.....	57
III.2.2.	Calcul de la résistance d'une phase du stator	58

III.2.3. Résistance de la cage rotorique.....	59
III.2.4. Résistance d'une portion de l'anneau	59
III.3. Calcul des réactances	60
III.3.1. Les différentes réactances de fuite.....	61
III.3.2. Réactance de fuite au stator	62
III.3.2.1. Réactance d'encoche	62
III.3.2.2. Réactance de fuite différentielle	65
III.3.2.3. Réactance de fuite des têtes des bobines.....	66
III.3.2.4. Réactance de fuite <i>zig – zag</i>	67
III.3.3. Réactances de fuite au rotor	67
III.3.3.1. Réactance de fuite du rotor.....	67
III.3.3.2 Réactance de fuite d'encoche	68
III.3.3.3. Perméances de fuite différentielle	68
III.3.3.4. Perméance de fuite dans l'anneau	68
III.3.3.5. Réactance de fuite de l'inclinaison des barres	68
III.4. La réactance magnétisante	69
III.5. Evaluation des pertes.....	70
II.5.1. Bilan énergétique.....	70
III.5.2. Les pertes dans le circuit magnétique	71
III.5.3. Les pertes par effet Joule.....	71
III.5.3.1. Les pertes Joule au stator.....	71
III.5.3.2. Les pertes Joule au rotor.....	72
III.5.4.. Les pertes mécaniques	72
III.5.5. Pertes supplémentaire	72
III.5.5.1. Les pertes dans le fer	72
III.5.5.2. Les pertes supplémentaires dans le cuivre	72
III.6. Les puissances	73
III.6.1. La puissance transmise à l'arbre	73

III.6.2. La puissance utile.....	73
III.7. Le couple électromagnétique	73
III.8. Rendement	73
III.9. Conclusion	74
Chapitre IV : Modélisation de la machine asynchrone.....	75
VI.1. Introduction	76
IV.2. Modélisation de la machine asynchrone à cage dans le repère naturel.....	77
IV.2.1. La méthode des circuits électriques magnétiquement couplés CEMC.....	77
IV.2.2. Hypothèses simplificatrices	77
IV.2.3. Equations générales de la machine.....	78
IV.2.3.1. Equation électrique	79
IV.2.3.2. Equation mécanique de la machine.....	84
IV.2.3.3. Equation d'état.....	84
IV.2.4. Expressions des inductances.....	86
IV.3. Conclusion.....	86
Chapitre V : Résultats de simulation.....	88
V.1. Introduction.....	89
V.2. Résultats de simulation.....	89
V.2.1. Les dimensions géométriques et électriques.....	89
V.2.2. Performances de la machine	93
V.2.3. Resultat du regime transitoire.....	93
V.3. Conclusion.....	102
Conclusion générale	103
Annexe.....	104

Nomenclature

A	<i>Charge linéaire [A/m]</i>
a_1	<i>Nombre de voie parallèle</i>
β	<i>Rapport de raccourcissement</i>
B_g	<i>Induction magnétique dans l'entrefer [T]</i>
B_{sz}	<i>Induction magnétique maximal dans les dents du stator [T]</i>
B_{rz}	<i>Induction magnétique maximal dans les dents du rotor [T]</i>
B_{sc}	<i>Induction magnétique maximal dans le dos du stator [T]</i>
B_{rc}	<i>Induction magnétique maximal dans le dos du rotor [T]</i>
bsz	<i>Largeur de la dent au stator [m]</i>
b_{s1}	<i>Largeur minimal de l'encoche au stator [m]</i>
b_{s2}	<i>Largeur maximal de l'encoche au stator [m]</i>
b_{r1}	<i>Largeur de l'encoche au rotor proche de l'entrefer [m]</i>
b_{r2}	<i>Largeur minimal de l'encoche au rotor [m]</i>
b_{os}	<i>Ouverture du l'encoche au stator [m]</i>
b_{or}	<i>Ouverture du l'encoche au rotor [m]</i>
b_{an}	<i>Largeur du l'anneau [m]</i>
C_0	<i>Facteur d'Esson [J/dm^3]</i>
C_s	<i>Nombre de conducteur par encoche du stator</i>
$\cos \varphi_n$	<i>Facteur de puissance nominal de la machine</i>
D_{re}	<i>Diamètre extérieur du rotor [m]</i>
D_{annoy}	<i>Diamètre moyen de l'anneau de court circuit [m]</i>
D_{is}	<i>Diamètre intérieur du stator [m]</i>

D_{sout}	<i>Diamètre extérieur du stator [m]</i>
d_{cond}	<i>Diamètre des conducteurs au stator [m]</i>
d	<i>Epaisseur de l'entrefer [m]</i>
f	<i>Fréquence d'alimentation [Hz]</i>
F_g	<i>Force magnétomotrice dans l'entrefer [A]</i>
F_{sz}	<i>Force magnétomotrice dans les dents du stator [A]</i>
F_{sc}	<i>Force magnétomotrice dans la culasse du stator [A]</i>
F_{rz}	<i>Force magnétomotrice dans les dents du rotor [A]</i>
F_{rc}	<i>Force magnétomotrice dans la culasse du rotor [A]</i>
F_t	<i>Force magnétomotrice totale [A]</i>
J_b	<i>Densité du courant dans la barre, [A/m²]</i>
J_{an}	<i>Densité du courant dans l'anneau de court circuit [A/m²]</i>
J_{cond}	<i>Densité du courant dans les conducteurs du stator, [A/m²]</i>
h_w	<i>Hauteur de la clavète [m]</i>
h_s	<i>Hauteur de l'encoche du stator [m]</i>
h_{os}	<i>Hauteur de la fente de l'encoche du stator [m]</i>
h_{z1}	<i>Hauteur de la dent au stator [m]</i>
h_{sc}	<i>Hauteur de la culasse au stator [m]</i>
h_r	<i>Hauteur de l'encoche au rotor [m]</i>
h_{z2}	<i>Hauteur de la dent au rotor [m]</i>
h_{rc}	<i>Hauteur de la culasse du rotor [m]</i>
h_{an}	<i>Hauteur de l'anneau [m]</i>
I_b	<i>Courant dans la barre du rotor [A]</i>
I_{an}	<i>Courant dans l'anneau de court circuit [A]</i>
I_{n1}	<i>Courant nominal [A]</i>

I_{mu}	<i>Courant magnétisant, [A]</i>
$K_{enr1,2}$	<i>Facteur d'enroulement</i>
K_r	<i>Facteur de raccourcissement</i>
K_i	<i>Facteur d'inclinaison</i>
K_{rem}	<i>Coefficient de remplissage des encoches</i>
K_f	<i>Facteur de forme</i>
K_{fer}	<i>Coefficient de remplissage du paquet des tôles magnétique</i>
K_D	<i>Rapport du diamètre extérieur sur le diamètre intérieur</i>
kc	<i>Coefficient de Carter</i>
k_{st}	<i>Coefficient de saturation</i>
k_{pp}	<i>Coefficient de pénétration du courant</i>
L_a	<i>Longueur active de la machine [m]</i>
m	<i>Nombre de phase</i>
Nm	<i>Vitesse de rotation nominale [tr /min]</i>
N_{el}	<i>Nombre de conducteurs élémentaires</i>
N_s	<i>Vitesse de synchronisme [tr /min]</i>
P_n	<i>Puissance nominal [W]</i>
P_a	<i>Puissance absorbé [W]</i>
q	<i>Nombre d'encoche par pôle et par phase</i>
R_s	<i>Résistance d'une phase du stator [Ω]</i>
R_r	<i>Résistance du rotor [Ω]</i>
R_{an}	<i>Résistance du l'anneau de court circuit [Ω]</i>
S_{gap}	<i>Puissance électromagnétique [W]</i>
$S1$	<i>Nombre d'encoche au stator</i>

S_2	<i>Nombre d'encoche au rotor</i>
S_b	<i>Section de la barre du rotor [m²]</i>
S_{enc}	<i>Section de l'encoche [m²]</i>
S_{an}	<i>Section du l'anneau de court circuit [m²]</i>
S_{cond}	<i>Section du conducteur [m²]</i>
W_1	<i>Nombre de spires en série d'une phase du stator</i>
X_s	<i>Réactance de fuite au stator [Ω]</i>
X_e	<i>Réactance d'encoche [Ω]</i>
X_{ds}	<i>Réactance de fuite différentielle [Ω]</i>
X_{ec}	<i>Réactance de fuite des têtes des bobines [Ω]</i>
X_z	<i>Réactance de fuite zig-zag [Ω]</i>
X_1	<i>Réactance de l'enroulement statorique [Ω]</i>
X_i	<i>Réactance de fuite d'inclinaison des barres [Ω]</i>
X_m	<i>Réactance de magnétisation [Ω]</i>
X_r	<i>Réactance de fuite du rotor ramenée au stator [Ω]</i>
Y	<i>Le pas d'enroulement</i>
τ_p	<i>Le pas polaire de la machine [m]</i>
τ_s	<i>Le pas dentaire statorique, [m]</i>
τ_r	<i>Le pas dentaire rotorique, [m]</i>
λ	<i>Rapport de la longueur active du circuit magnétique de la machine sur le pas polaire</i>
λ_e	<i>Perméance d'encoche</i>
λ_{ds}	<i>Perméance de fuite différentielle</i>
λ_{ec}	<i>Perméance de fuite des têtes des bobines</i>

λ_z	<i>Perméance de fuite zig-zag</i>
λ_{rd}	<i>Perméance de fuit différentielle</i>
α_i	<i>Coefficient de recouvrement polaire</i>
α	<i>Angle électrique entre deux encoches voisine</i>
α_3	<i>Angle d'inclinaison des barres du rotor</i>
η_n	<i>Le rendement nominal</i>
ϕ_m	<i>Le flux dans l'entrefer [Wb]</i>
ω_s	<i>Pulsation des courants statorique [rd/s]</i>
$[R_s]$	<i>Matrice des résistances au stator</i>
$[\Phi_{abcs}]$	<i>Matrice du couplage magnétique entre le stator les mailles du rotor</i>
$[i_{abcs}]$	<i>Matrice des courants du stator</i>
$[M_{sr}]$	<i>Matrice d'inductance mutuelle stator rotor</i>
$[J_r]$	<i>Matrice des courants du rotor</i>
$[M_{rs}]$	<i>Matrice d'inductance mutuelle rotor stator</i>
$[L_r]$	<i>Matrice d'inductance du rotor</i>
$[R_r]$	<i>Matrice des résistances du rotor</i>
R_a^{int}	<i>Résistance du l'anneau intérieure de court circuit [Ω]</i>
R_a^{ext}	<i>Résistance du l'anneau extérieur de court circuit [Ω]</i>
L_{rb}	<i>L'inductance propre de la barre du rotor [H]</i>
$[V_r]$	<i>Matrice des tensions du rotor</i>

Introduction générale

Introduction générale

En raison de leur construction simple et robuste, les moteurs asynchrone et plus particulièrement ceux à cage d'écureuil, représentent environ 90% de la consommation d'énergie des moteurs électriques, ce qui équivaut à environ 53% de la consommation d'énergie totale. Ils sont largement utilisés en tant qu'entraînement électriques dans l'industrie, l'éolien, est l'utilisation domestiques,... Cette large utilisation lui a destiné une bonne part de la consécration des études de dimensionnement et d'optimisation, particulièrement l'amélioration du rendement [9].

La conception d'un moteur asynchrone de petite et moyenne puissance est un travail interdisciplinaire qui fait appel à des connaissances d'électromagnétique, mécanique et thermique. Le fait est que, bien souvent, l'optimum est un arbitrage entre des objectifs multiples et conflictuels sous de nombreuses contraintes. Un problème de conception bien posé ne peut donc être que multi-objectif sous contraintes. Les principales contraintes qui limitent la conception des machines électriques sont liées aux caractéristiques des matériaux disponibles : la qualité des tôles magnétique impose l'induction maximale, la nature des isolants définit la température maximale admissible au cœur des bobinages, la résistance mécanique des aciers utilisés limite certaines dimensions,... Lors de la démarche de conception, des choix sont nécessaires ; ils répondent à des critères qui varient en fonction des objectifs assignés. Par exemple, lorsque la puissance massique est une priorité, la démarche de conception produit des moteurs électriques très compacts mais au prix d'un rendement médiocre [6].

Tout au long de notre recherche nous nous sommes trouvés devant plusieurs sorte de procédés propres à chacun des concepteurs, la méthode en général ne change pas puisque on remarque toujours le 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.

La détermination des relations analytiques des moteurs asynchrone triphasés permet de poser un modèle qui sera implanté dans un programme de calcul qui donnera toutes les caractéristiques du moteur, y compris sa conception. Leur mise en place débute par la détermination des paramètres et des dimensions du cahier magnétique, ensuite par les calculs du bobinage, des paramètres du circuit électrique et de l'établissement du couple électromagnétique. Les fuites, les pertes et les

résultats du pré dimensionnement qui découlent du programme de calcul et de simulation sont finalement établis.

L'objectif principal visé par ce mémoire, c'est d'arriver à élaborer un programme sous environnement Matlab qui va pouvoir faire un calcul de dimensionnement et une simulation du régime transitoire de cette conception à partir d'un cahier des charges donné.

Structure du mémoire

Le mémoire est structuré en cinq chapitres précédés d'une introduction générale et clôturés par une conclusion générale et des perspectives :

Dans le premier chapitre, on s'intéressera principalement sur la conception et ces étapes dans le génie électrique, par la suite du chapitre, des généralités sur la machine asynchrone seront évoquées à savoir son principe de fonctionnement et ces composantes principales, on terminera le chapitre par un classement des moteurs asynchrones par la NEMA (National Electrical Manufacturers Association).

Le deuxième chapitre présentera comme première partie, une définition sur le cahier des charges qui est une contrainte principale dans le dimensionnement des machines, la deuxième partie évoquera toutes les expressions analytiques nécessaires à la construction, que ce soit les expressions pour les dimensions géométriques ou bien celles qui permettent le calcul des inductions magnétiques.

Le troisième chapitre, traitera les expressions permettant le calcul des différents paramètres électriques du schéma électrique équivalent de la machine asynchrone à cage. Ces paramètres vont indiquer par la suite les différentes pertes dans la machine et c'est grâce aux pertes qu'on pourra poser un bilan énergétique de la machine et effectuer une analyse des performances (couple, courant, rendement...) du moteur dimensionné.

Le quatrième chapitre est consacré au modèle mathématique de la machine asynchrone en utilisant la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC). Cette méthode détaille toutes les équations électriques, magnétiques et mécaniques sous lesquelles la machine fonctionne. La modélisation faite dans ce chapitre va nous permettre d'élaborer un programme régissant le comportement dynamique de la machine pendant son régime transitoire.

Enfin le dernier chapitre portant sur la validation du calcul d'un moteur asynchrone à cage grâce au programme de calcul sous Matlab.

Chapitre I :

*Généralités sur la conception
et la construction des machines*

I.1. Introduction

Un travail de mémoire traitant du dimensionnement des moteurs asynchrone à cage ? la littérature sur ce sujet est abondante et de qualité, il peut sembler à priori, qu'il n'y ait pratiquement plus rien à dire à ce propos, et pourtant un bref rappel historique plaide pour le contraire.

A l'instar de la plupart des révolutions techniques, la construction des premières machines électriques en générale est l'œuvre de chercheurs limités par un manque considérable de connaissances. Très vite, ceux-ci ont tenté de prévoir les caractéristiques de leurs produits. Ils ont recouru aux méthodes éprouvées de similitudes conduisant aux procédés empiriques encore largement en vigueur de nos jours : le nombre élevé de courbes et d'abaques aux quelles se réfèrent la plupart des spécialistes en témoigne.

Parallèlement, les physiciens ont développé des modèles basés sur les équations généralisées de l'électromagnétisme (lois de Maxwell) permettant de simuler convenablement les phénomènes électromagnétiques. Cependant leurs emplois pour les moteurs électriques nécessitent encore un volume de calcul important malgré l'apparition de puissants calculateurs informatiques. Cette évolution conduit les concepteurs à introduire peu à peu des modèles plus élaborés unifiant certaines théories qui avaient conservés un caractère disparate lié à l'extrême spécialisation de ce domaine.

Désormais, le domaine de construction des machines électriques est l'une des plus prestigieuse découverte et demeure aujourd'hui un thème de recherche très prisé par les laboratoires de recherche. L'objectif visé portant sur l'éco-dimensionnement est posé comme suit : « Comment déterminer la géométrie de machines électriques qui optimise le compromis cout-volume-performances ».

.

I.2. Genèse du problème de dimensionnement

Dans le vaste champ de l'électrotechnique, une des plus anciennes discipline est la construction des machines électriques. Les premières tentatives de construction de machines électriques remontent à la découverte des phénomènes d'induction magnétique et la mise en évidence des forces issues de l'interaction entre les champs électromagnétiques et les courants de conduction (Lois : Laplace, Faraday et Lenz, Ampère, Maxwell etc....)

Le développement de l'outil informatique a fait de la construction assistée par ordinateur une révolution dans le monde de la conception et d'analyse de la machine électrique en bouleversant les méthodes de travail des électrotechniciens. Mais toutefois notons que les outils disponibles actuellement pour faire de la Conception Assistée par Ordinateur (CAO) en génie électrique sont essentiellement des outils d'analyse ; ils permettent de simuler les performances d'une machine à partir de la donnée de ses spécifications de construction et de ses conditions d'utilisation. Si ces logiciels résolvent de gros problèmes inhérents à l'activité de conception (prédiction des performances, limitation du nombre de prototypes,...), c'est toujours l'utilisateur qui assure le processus de conception en proposant et en modifiant les différentes structures de la machines qui vont permettre d'aboutir à la machine finale.

Ce chapitre va illustrer par la suite les étapes de la conception et les généralités sur la machine asynchrone à savoir ces éléments constitutifs principaux et leurs classifications selon la NEMA (National Electrical Manufacturers Association).

I.2.1. Définition du problème de dimensionnement

Pour construire un nouveau produit, il faut le dimensionner. Et pour dimensionner un produit, il faut se baser sur un modèle. Un problème de dimensionnement comprend trois éléments :

- Une représentation paramétrée du système à concevoir qui correspond à la description de la structure à dimensionner.
- Un modèle mathématique permettant d'évaluer toute autre paramètre du système.
- Une logique de dimensionnement, qui décrit la démarche d'obtention d'un ensemble de valeurs de paramètres respectant le cahier des charges spécifié.

I.2.2. La modélisation physico-mathématique

Le cœur de tout processus de dimensionnement est la modélisation mathématique et géométrique réalisant la relation entre les paramètres de sortie en fonction des paramètres d'entrée. Le choix du modèle de conception revêt un caractère capital de part son aptitude à décrire les phénomènes physiques qui régissent le fonctionnement du dispositif à dimensionner. La figure I.1 suivante met en évidence les trois familles de modèles largement utilisées dans les activités de dimensionnement de matériels électromagnétique.

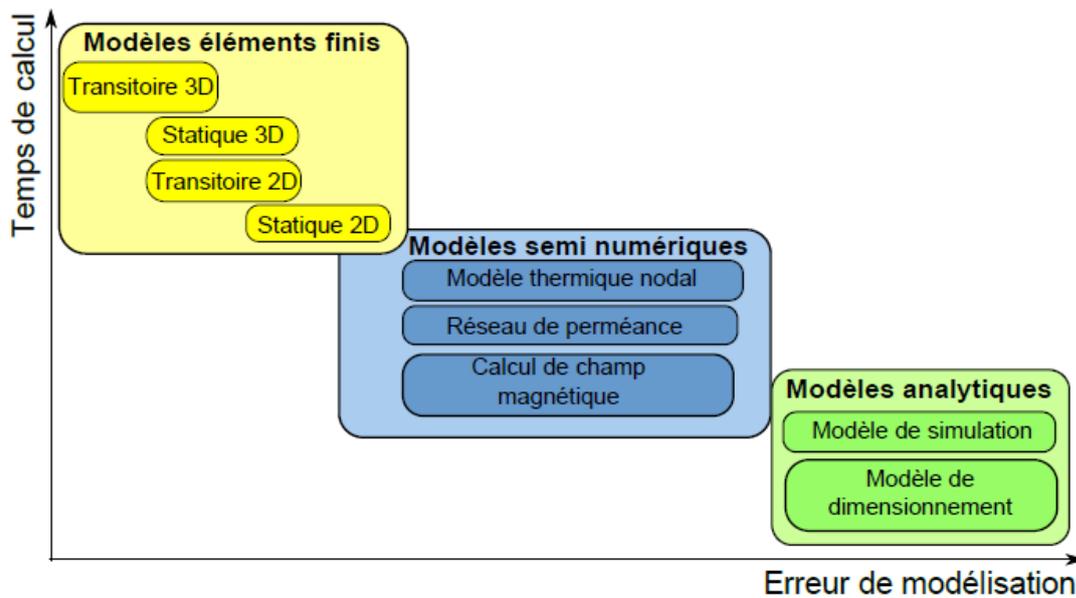


Figure I.1. Les modèles usuels de dimensionnement

Incontournables dans la phase de dimensionnement de tout dispositif électromagnétique, les modèles analytiques (que nous détaillerons dans le prochain chapitre) consistent en un jeu d'équations liées entre elles les paramètres structurels, électriques, magnétiques, mécanique, et thermique. Ces modèles sont toujours soumis à des hypothèses et à un certain degré d'empirisme compte tenu de la difficulté à décrire certains phénomènes complexes : pertes fers, saturation magnétique, effet de peau,... Les modèles analytiques ont l'avantage d'effectuer des calculs rapides et une étude paramétrique aisée, mais il est généralement long à développer et nécessite une bonne connaissance de la machine et de son application.

Les modèles d'équations électromagnétiques formulés numériquement en utilisant la méthode des éléments finis sont généralement utilisés pour une analyse fine et précise des grandeurs physiques de la machine dont le dimensionnement est pratiquement acquis. Du fait de leurs lourdeurs de calcul, ces modèles ne sont pas utilisés dans les étapes de pré-dimensionnement. Les outils logiciels associés à ces modèles sont largement répandus mais concerne exclusivement un public spécialisé pour des activités liées à l'industrie.

Les modèles semi-numériques sont intermédiaires, ils permettent d'allier la puissance d'une résolution numérique et la rapidité de convergence d'un modèle analytique. Parmi la multitude de méthode semi-numérique on citera la méthode des réseaux de perméances, les approches nodales thermiques,....

Faisant suite à la modélisation, le concepteur doit trouver une solution au problème posé par le cahier des charges en s'appuyant sur l'une des possibilités suivantes :

- Itérer simplement sur le modèle en appliquant des boucles simples de type essai/erreur.
- Suivre une approche procédurale qui consiste à fixer certains paramètres et d'en déduire les autres au fur et à mesure, en revenant en arrière en cas de violation de contraintes ou en effectuant des itérations pour améliorer.
- Utiliser des méthodes d'optimisation lesquelles parcourent l'espace des solutions possibles en cherchant la solution optimale au regard du cahier des charges imposé, en respectant les contraintes posées.

I.2.3. La conception dans l'industrie

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 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.

L'utilisation de la machine asynchrone actuellement dépasse largement les 80% des machines électriques, 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. [6], [11]

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.

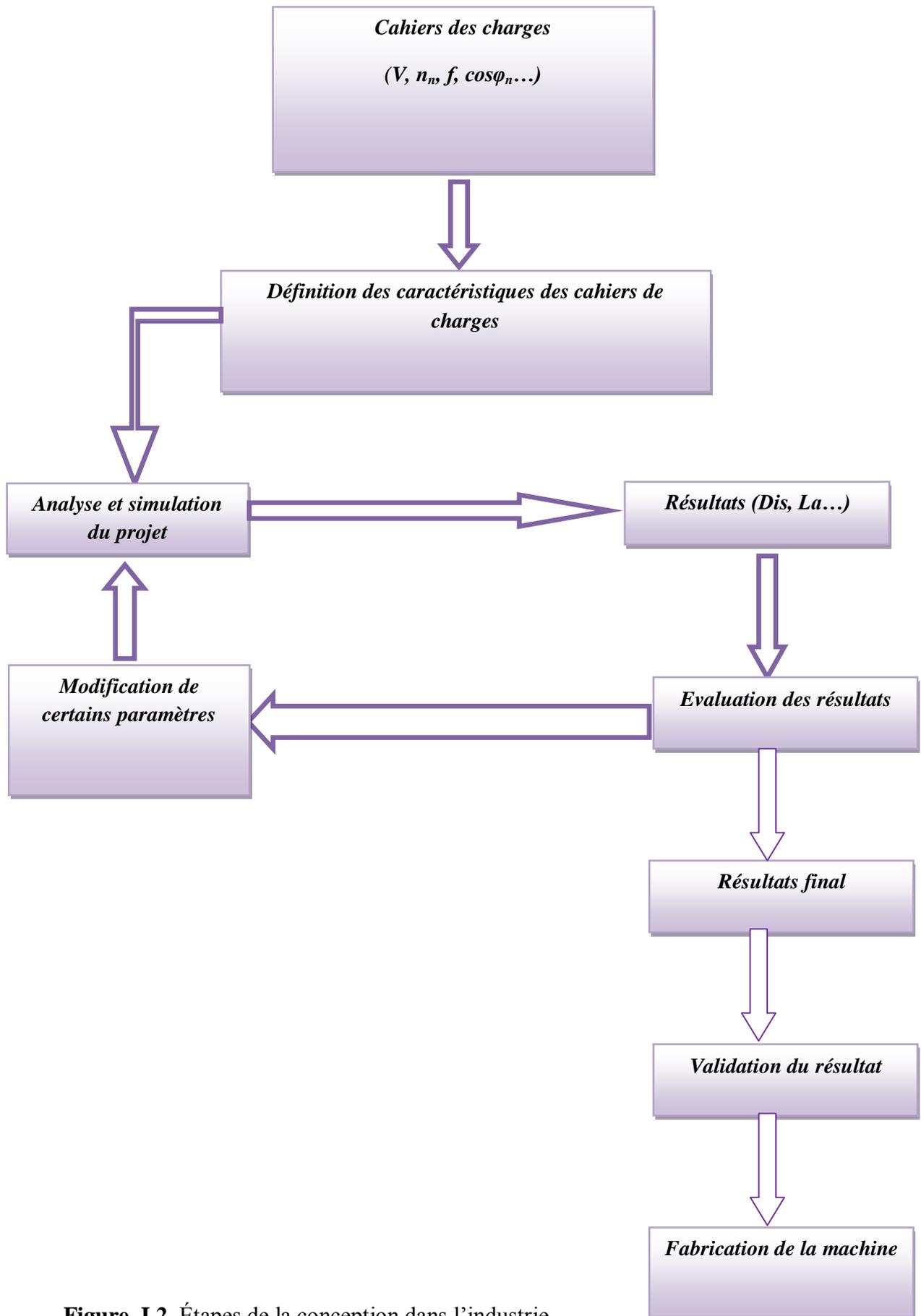


Figure. I.2. Étapes de la conception dans l'industrie

I.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

Afin de mieux comprendre le phénomène sur lequel se base la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique, soient les 2 principes électromagnétiques suivant :

Principe I

Lorsqu'un conducteur portant un courant est orienté convenablement dans un champ magnétique, il est soumis à une force de Laplace fig. I.3. Ce phénomène est d'une importance capitale car il est à la base du fonctionnement des moteurs et de plusieurs appareils électriques. [3]

$$\vec{F} = \int I \cdot d\vec{l} \cdot \vec{B} \quad (\text{I.1})$$

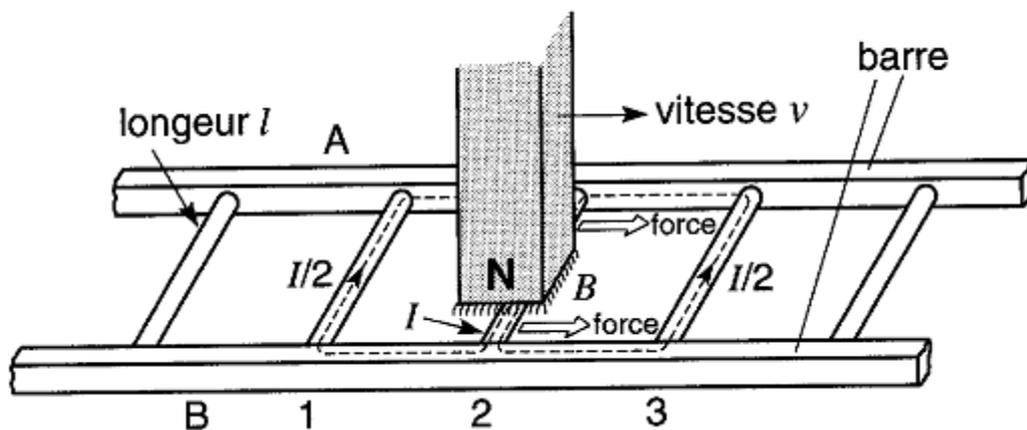


Figure. I.3 : Un aimant qui se déplace vers la droite et qui tend à entraîner l'échelle conductrice

Principe II

Si on ajoute le principe II qui est la loi de l'induction électromagnétique fut découverte par Michael Faraday en 1831 [10], qui énonce le processus de l'induction d'une tension dans un circuit, on aura le phénomène qui régit la machine asynchrone. La tension induite par un champ magnétique ne dépend que de la variation du flux par rapport au temps, une différence de flux de 1 Weber pendant une seconde produira 1 volt. Cette tension induite va engendrer à son tour des courants dans les conducteurs avoisinant ce champ.

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d}{dt} \iint \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{I.2})$$

Pour induire une tension dans un conducteur, on a trois manières de le faire :

Soit on fait circuler des courants continus dans une bobine et on fait bouger un conducteur à son voisinage, ou bien, on fixe le conducteur et on fait bouger la bobine.

La troisième méthode sur laquelle se base le phénomène de la conversion de l'énergie dans la machine asynchrone, c'est d'alimenter la bobine (stator de la machine asynchrone Fig. I.4) par un courant variable qui va créer un flux variable, ce flux va induire à son tour des tension dans le conducteur l'avoisinant (le rotor pour la machine asynchrone qui sera parcouru par des courants grâce aux conducteurs en court circuit), et d'après le principe I le conducteur subira des forces qui vont tenter à le faire bouger.

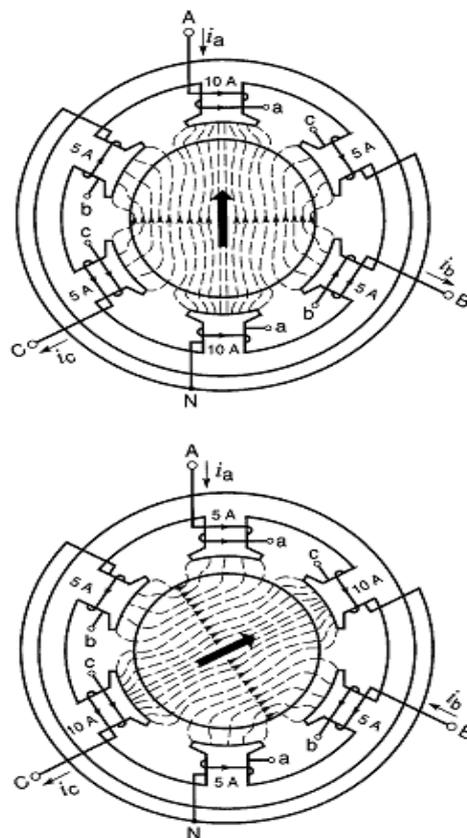


Figure. I.4 : variation et orientation du champ tournant dans une machine asynchrone bipolaire

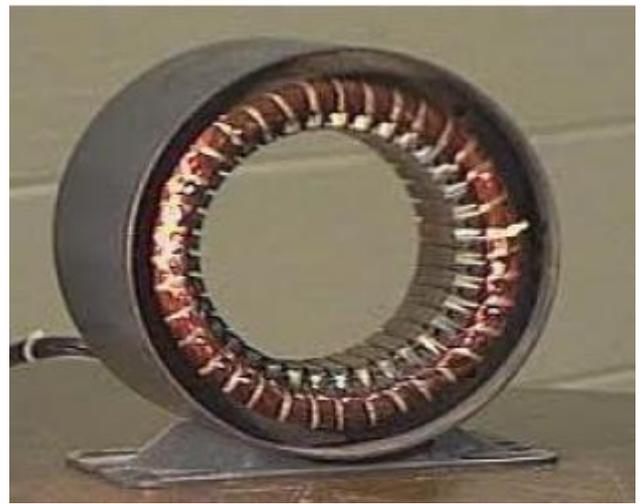
[10]

I.4. Machine asynchrone

Les machines électriques tournantes sont constituées de stator fixe et de rotor mobile (voir Fig. I.5) formés de circuits magnétiques construits à partir d'un empilement de tôles d'acier en silicium (voir Fig. I.6) qui ont le rôle principale de véhiculer le flux magnétique dont les sources sont soit des courants circulant dans des enroulements logés dans les encoches, soit à partir des aimants permanents.



Rotor bobiné



Stator



Rotor à cage

Figure. I.5: Stator et rotor de la machine asynchrone

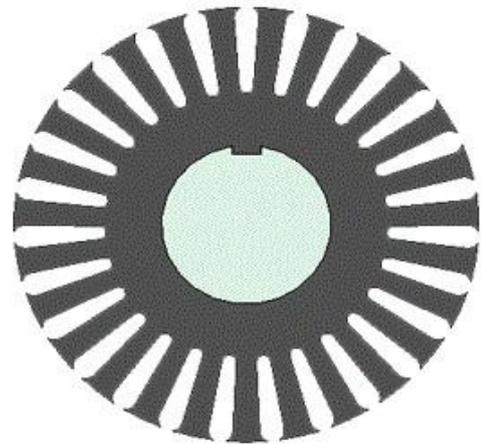
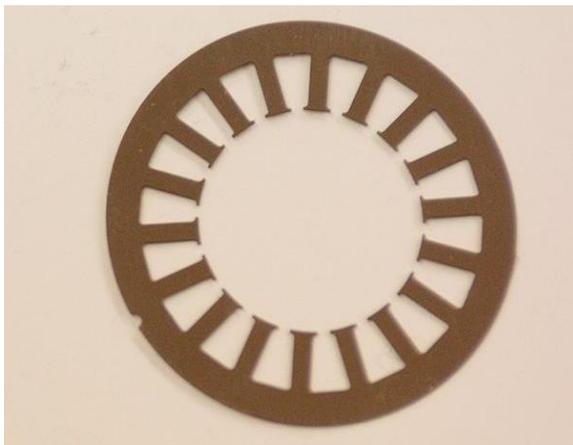


Figure. I.6 : Tôle magnétique statorique et rotorique respectivement [6]

I.4.1. Stator

Le stator consiste en un empilement de tôles d'acier au silicium (voir fig. I.7) dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50 mm [6]. On utilise les tôles minces dans les moteurs pour lesquels on doit minimiser les pertes dans le circuit magnétique (pertes par courant de Foucault, pertes par hystérésis et les pertes supplémentaire). Dans le cas où la longueur du moteur ne dépasse pas quelques centaines de millimètres, les tôles sont assemblées en une seule pièce. Pour les moteurs de grande longueur, les tôles du stator et du rotor sont découpées par sections.

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 le coefficient de foisonnement, se situe entre 0,92 et 0,94 [6].

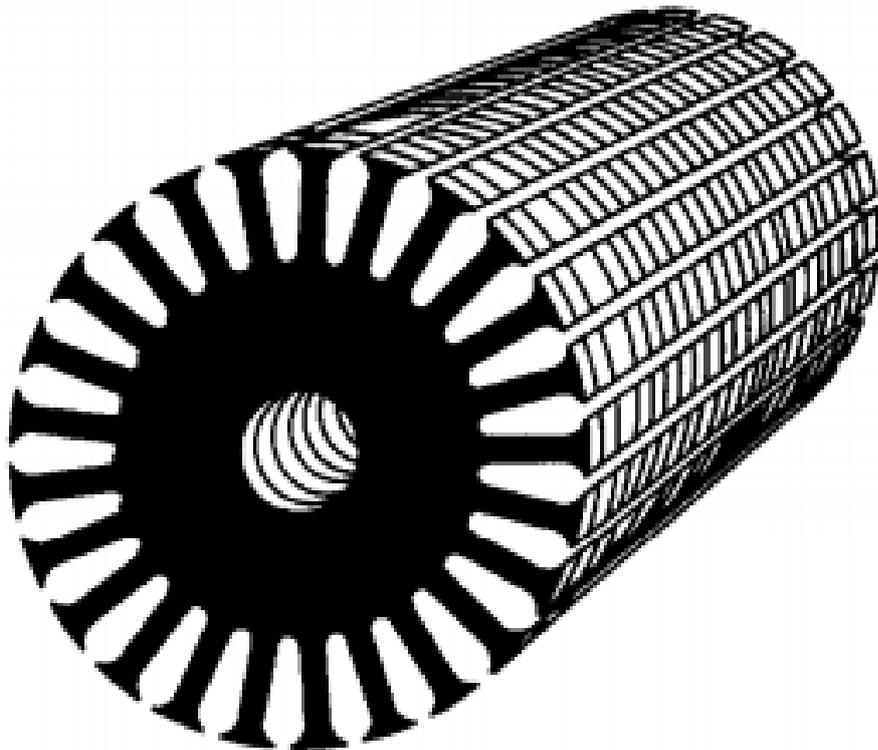


Figure. I.7 : Empilement de tôles [10]

I.4.2. Rotor

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

Dans le cas du rotor bobiné ou rotor à bagues, l'enroulement triphasé au rotor est réalisé en disposant dans les encoches trois enroulements de même nature que ceux du stator. Il est relié soit en étoile ou en triangle connecté à trois bagues qui les rend accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais, on peut ainsi le court-circuiter comme cela se produit en marche normale ou bien insérer des résistances dans le circuit lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement on y raccorde un convertisseur de courant à thyristors afin de commander le courant de démarrage et la vitesse en marche.

Depuis quelques années, le moteur à bagues à été délaissé au profit du moteur à cage (Fig. I.8) 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 par des anneaux de court-circuit. Dans le cas des 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 et 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.

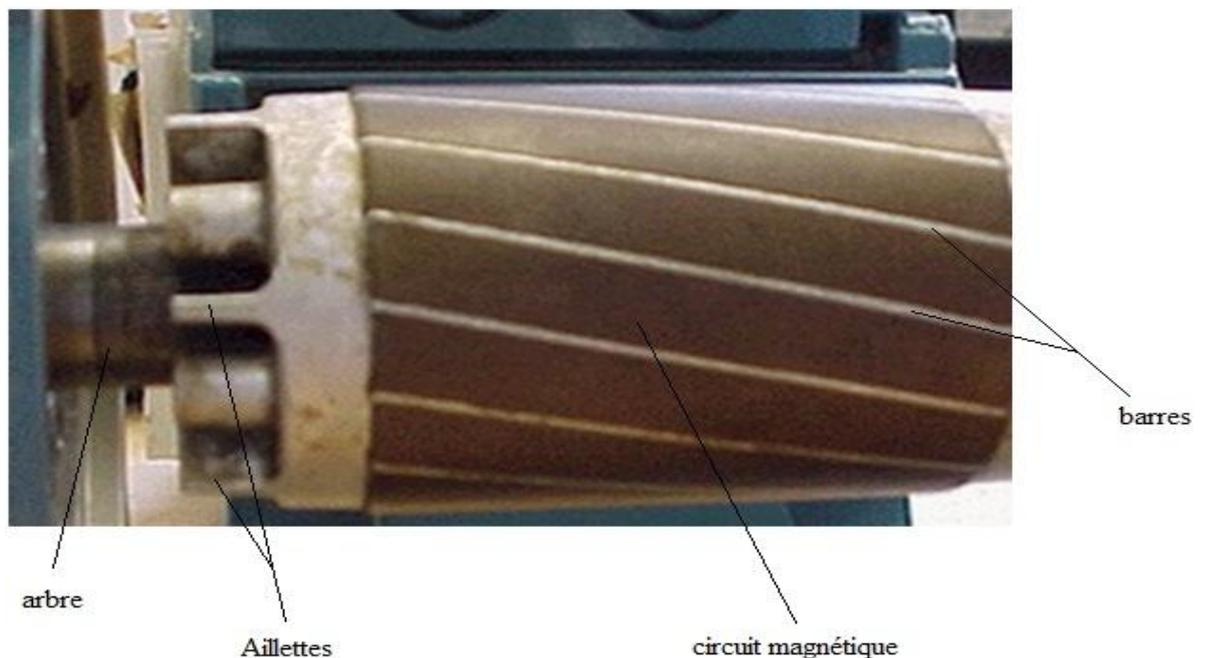


Figure. I.8 : Rotor à cage d'écureuil

I.4.3. Bobinage

Dans un but de simplification, on se limitera au cas des enroulements triphasés qui représentent le cas de notre étude. Les bobinages décrits ici sont ceux que l'on rencontre au stator des machines synchrones et asynchrones, ainsi qu'au rotor des machines asynchrones à bagues, la différence entre ces enroulements réside dans la manière dont ils sont disposés à l'intérieur des encoches (Fig. I.9). Un bobinage triphasé est en fait constitué de la juxtaposition de trois bobinages monophasés identiques, décalés angulairement les uns par rapport aux autres d'un angle de $2\pi/3$ radians électriques. Ils sont destinés à créer, lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés, un champ magnétique tournant en vertu du théorème de Ferrari.



Figure. I.9. Bobinage d'une machine électrique

On distingue trois types de bobinage :

- Enroulement concentrique.
- Enroulement imbriqué.
- Enroulement ondulé.

L'enroulement concentrique (fig. I.10) est un bobinage à une seule couche, son utilisation est favorable dans les machines à faible et moyenne puissance, tant dit que l'imbriqué (fig. I.11) est beaucoup employé dans les gros moteur, alors que l'ondulé (fig. I.12), son utilisation est limitée dans les rotors. Les enroulements imbriqué et ondulé peuvent être à simple ou

double couche, dans le cas de la configuration double couches, le nombre de conducteurs est très souvent pair.

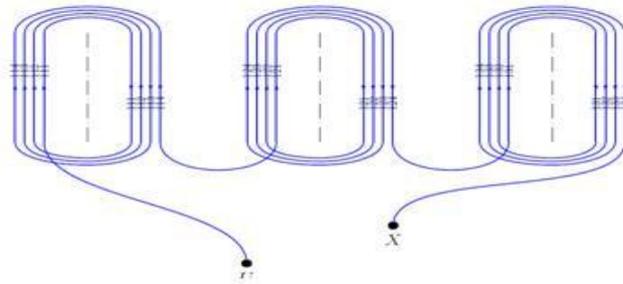


Figure. I.10 : Schéma équivalent d'un enroulement concentrique

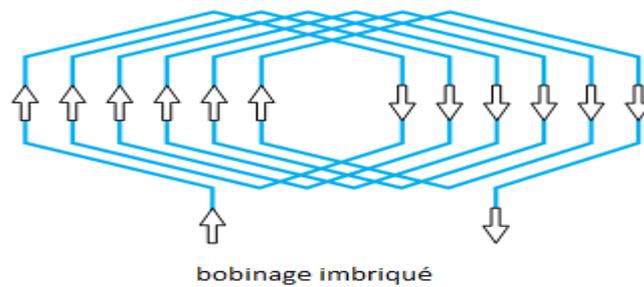


Fig. I.10 : Schéma équivalent d'un enroulement imbriqué [3]

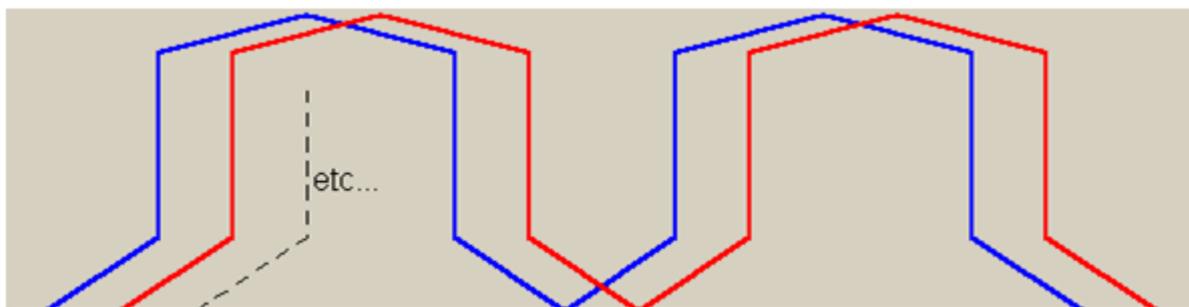


Figure. I.11 : Schéma équivalent d'un enroulement ondulé

Il est possible de relier en série toutes les bobines d'une phase, le moteur ne marchera dans ce cas qu'avec une seule tension. Par contre si on veut avoir un moteur à plusieurs tensions, la répartition des bobines sera divisée sous plusieurs groupes de bobines en parallèle comme dans la fig. I.13.

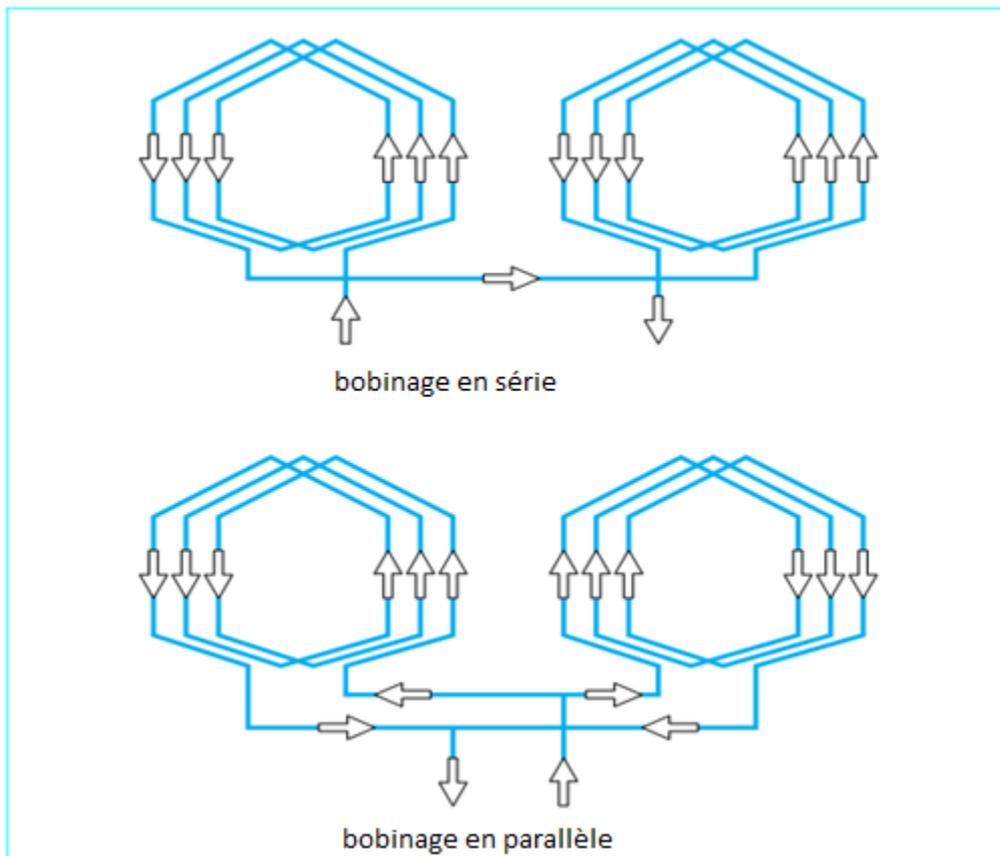


Figure. I.13 : bobinage multipolaires [3]

I.5. Classification des moteurs à cage d'écureuil

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.

Pour avoir l'idée de la manière dont cette classification a été établie, il suffit juste de se baser sur la variation de la résistance et la réactance de l'enroulement 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. Il est donc possible d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues pour les diverses classes. La fig. I.14 montre le développement du couple pour les 4 types de moteurs.

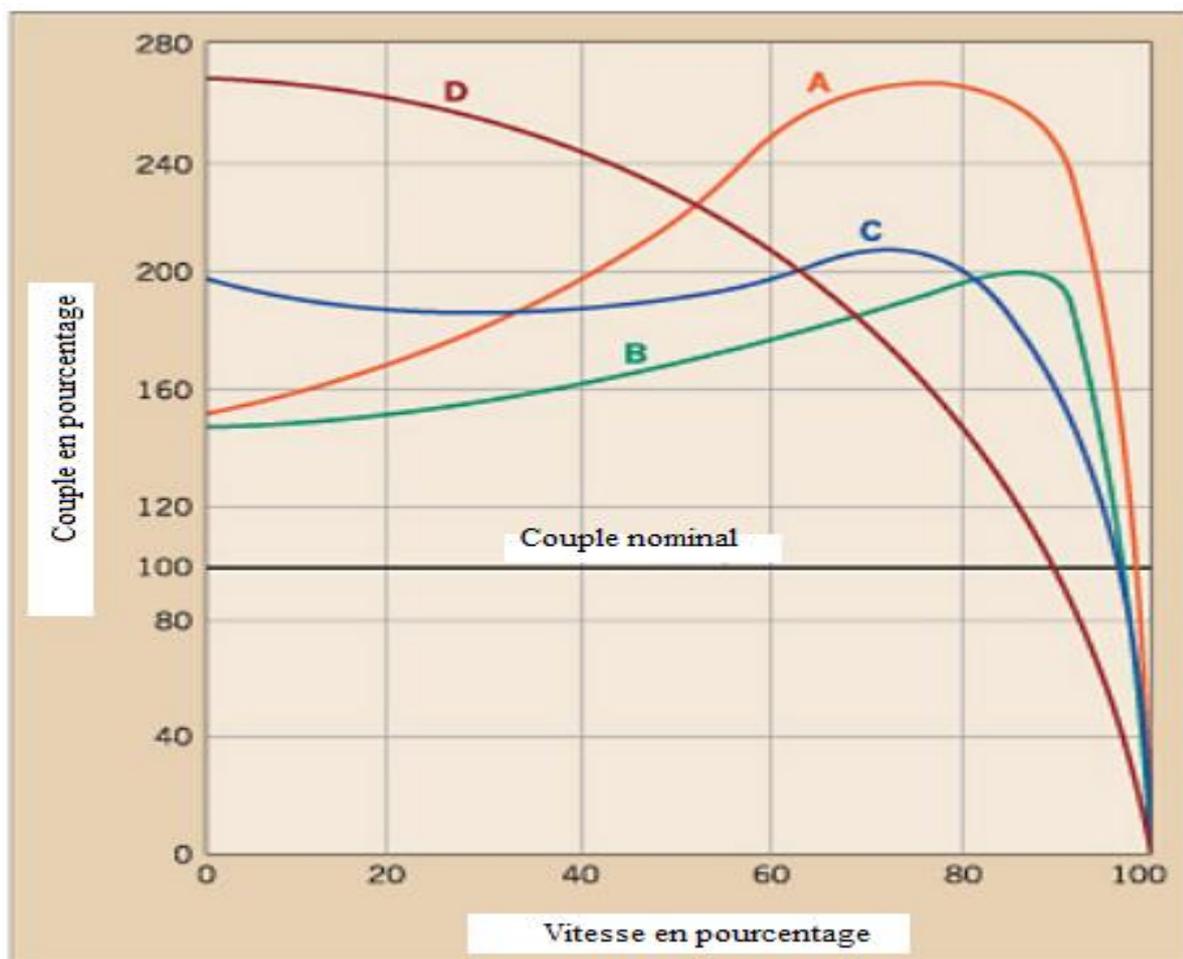


Figure. I.14 : Représentation du couple pour les quatre types de moteurs [9]

La fig. I.15 qui sui illustre des exemples des types d'encoches selon le classement de la NEMA :

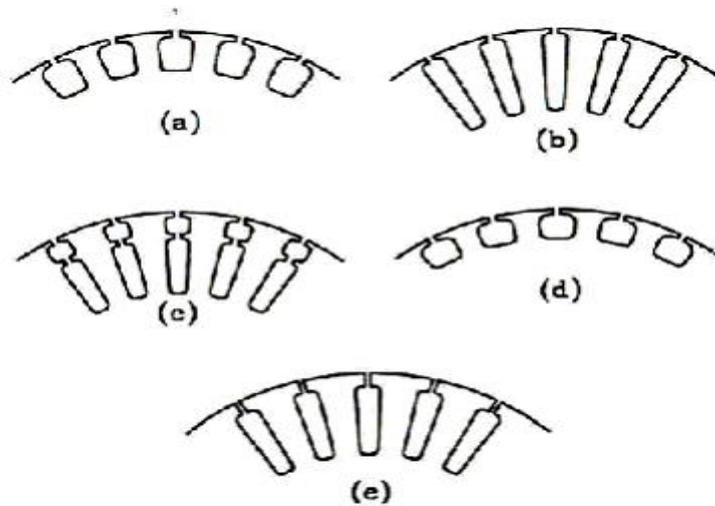


Figure. I.15 : Les différents types d'encoches au rotor. Classement de la NEMA

I.6. Les contraintes de conception des moteurs asynchrones

La conception des moteurs éclectiques se trouve face à plusieurs contraintes qui limitent l'exploitation que sa soit des matériaux électriques ou bien des mâtereaux magnétiques, dans ce qui suit, nous allons illustrés certaines contraintes sous lesquelles la machine est soumise. Les tableaux suivant montrent quelques avantages et inconvénients de l'augmentation des paramètres suivants :

- **La densité du courant :**

En augmentant la densité du courant dans les conducteurs de la machine on aura les avantages et les inconvénients dans le tableau ci-dessous :

Avantages	Inconvénients
Réduire le poids de la machine	Augmentation de la résistance des conducteurs
Réduire la section de l'encoche	Augmentation des pertes par effet joule
Réduire le coût de réalisation	Augmentation de la température
	Diminution du rendement de la machine

- **L'induction dans l'entrefer**

L'augmentation de l'induction dans l'entrefer engendre les avantages suivants :

Avantages	Inconvénients
Réduire le gabarit de la machine	Risque de saturation du circuit magnétique
Réduire le coût de réalisation	
Augmentation de la capacité de surcharge	

- **La charge linéaire**

L'augmentation de la charge linéaire nous indique les états suivants :

Avantages	Inconvénients
Réduire le gabarit de la machine	Un montant de cuivre plus élevé
Réduire le coût de réalisation	Augmentation des pertes par effet joule
	Augmentation d'échauffement
	Diminution de la capacité de surcharge

- **Le nombre d'encoche au rotor et stator**

Avantages	Inconvénients
Réduire la réactance de fuite	Augmentation du poids de la machine
Réduction des pertes par effet de denture	Augmentation du courant de magnétisation
Augmentation de la capacité de surcharge	Augmentation des pertes fer
	Augmentation d'échauffement
	Augmentation du coût
	Diminution du rendement

Pour arriver à construire un moteur performant qui fonctionne dans les normes nous avons pris en considération les valeurs maximales et les valeurs admissibles pour chaque paramètre qui constitue la machine. Les valeurs normalisées sont donnés par les tableaux suivants.

- Niveau de la densité du flux magnétique

paramètres	Valeurs admissible [B/T]
L'entrefer	0.7 - 0.9
Le dos de la culasse du stator	1.4 - 1.7
La dent statorique	1.4 - 2.1
La dent rotorique	1.5 - 2.2
Le dos de la culasse du rotor	1 - 1.6 (1.9)

- Densité de courant dans les conducteurs

paramètres	Valeurs admissible [A/mm^2]
Les conducteurs statorique	3-8
Les conducteurs rotorique (cuivre)	3-8
Les conducteurs rotorique (aluminium)	3-6.5

I.7. Conclusion

Une présentation des machines en générales et des moteurs asynchrone en particulier a été faite, commençant par la constitution et la définition des problèmes de la conception, en passant par les phénomènes électromagnétique qui régissent la machine asynchrone tout en détaillant la structure de ces principaux composants à savoir le rotor et le stator. Le prochain chapitre va détailler toutes les différentes expressions qui vont nous aider à faire le dimensionnement du moteur.

Chapitre II :

**Conception et relations
analytiques nécessaires**

II.1. Introduction

De nos jours, la conception des machines électriques confronte les difficultés de devoir concevoir et dimensionner des machines répondant à plusieurs contraintes telle que :

- La géométrie qui est souvent complexe.
- Des phénomènes non linéaires qui sont fortement couplés (électromagnétique, électriques, mécaniques, ...)
- L'existence d'intervalles pour certain paramètre engendre une augmentation de la probabilité de calcul.
- La présence des optimums pour l'amélioration des performances.

Dans ce chapitre nous allons présenter une méthode de conception des moteurs asynchrones triphasés qui est basé seulement sur le cahier des charges en réunissant des expressions qui seront basées sur l'hybridation de deux méthodes connues, la méthode russe et la méthode occidentale.

II.2. Cahier des charges

Le cahier des charges est un document formulant le besoin, au moyen de fonctions détaillant les services rendus par un produit et les contraintes auxquelles il est soumis. Donc pour satisfaire le cahier des charges, il faut élaborer un programme capable de répondre aux données fixées par ce dernier à savoir par exemple :

V : Tension nominale composée en Volts

f : Fréquence du réseau en Hertz

P_n : Puissance nominale Watt

m : Nombre de phases au stator

a_1 : nombre de voie parallèles

N_m : Vitesse de rotation nominale en tr/mn

n_n : rendement nominale

$\cos\phi_n$: facteur de puissance nominal

II.3. Algorithme de dimensionnement de la machine

La chronologie du dimensionnement est résumée dans les points suivants :

- La première étape consiste en une prise en compte du cahier des charges et tous ces contraintes.
- La seconde étape traitera le calcul des dimensions principales de la machine.
- Tandis que la troisième étape mènera le calcul des dimensions globales du stator (dimensions de l'encoche statorique).
- La quatrième étape est une vérification des résultats obtenus à l'étape précédente et leur validation par les différentes contraintes électriques et magnétiques. Si les résultats sont validés on passe directement à la cinquième étape qui est le dimensionnement de la cage rotorique sinon un retour à l'étape trois est inévitable.
- La sixième étape est une vérification des résultats de l'étape cinq, si ces résultats satisfont les différentes contraintes alors le programme sera clôturé par la septième étape qui est la validation des résultats de conception sinon on aura un retour automatique à l'étape trois.

II.4. Les relations analytiques

II.4.1. Calcul des dimensions principales

Les deux premières dimensions principales à calculer sont la longueur active de la machine L_a et le diamètre d'alésage D_{is} . Ces deux paramètres constituent la relation fondamentale de dimensionnement, car à partir de ces deux grandeurs dont dépendent la majorité des autres dimensions qu'on aura une idée sur le volume de la machine (voir fig. II.1).

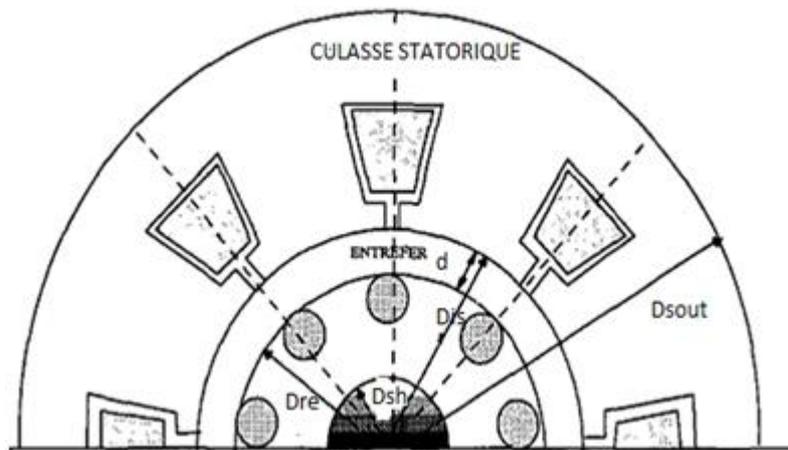


Figure. II.1 : Tôles magnétique statorique et rotorique

L'expression du diamètre d'alésage (diamètre intérieur de la tôle magnétique du stator) s'exprime par la relation analytique [1] suivante :

$$D_{is} = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot p^2 \cdot S_{gap}}{\pi \cdot \lambda \cdot f \cdot C_0}} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

p : Nombre de paire de pôles.

S_{gap} : Puissance apparente [VA] .

λ : Facteur de forme.

C_0 : Facteur d'ESSON [J/m^3]

f : Fréquence en [Hz]

La puissance apparente S_{gap} est calculée [7] à partir de l'expression suivante:

$$S_{gap} = \frac{ke.Pn}{\eta_n \cos \phi_n} = K_f \cdot \alpha_i \cdot K_{enr} \cdot \left(\pi^2 D_{is} L_a \right) \frac{N_s}{60} (A \cdot B_g) \quad (\text{II.2})$$

Avec :

P_n : Puissance nominale (de sortie) [W].

K_e : Facteur tenant compte de la chute de tension provoquée par la réactance de fuite au stator et la résistance de la phase statorique. Il est obtenu à partir de l'expression [13] suivante :

$$K_e = \frac{E}{V} = 0.98 - 0.005 \cdot p \quad (\text{II.3})$$

Les deux grandeurs physiques principales intervenant sont l'induction magnétique dans l'entrefer B_g et la charge linéaire de courant A en [A/m]. Cette dernière exprime pour un certain nombre de spire W_1 , le courant les parcourant par unité de longueur tel que donnée [4] par la relation :

$$A = \frac{2m \cdot W_1 \cdot I_{n1}}{\pi \cdot D_{is}} \quad (\text{II.4})$$

Le type ainsi que le mode d'enroulement est pris en compte à travers le facteur d'enroulement K_{enr} dont le détail sera présenté dans la suite de ce présent chapitre.

II.4.2. Facteur d'ESSON

Le facteur d'Esson C_0 caractérise la puissance volumique de la machine ou encore une corrélation entre les contraintes électromagnétique ($A \cdot B_g$) et le volume de la machine tel que mis en évidence par la relation suivante [1]:

$$C_0 = K_f \cdot K_{enr} \cdot \pi^2 (A \cdot B_g) = \frac{60 \cdot S_{gap}}{(D_{is}^2 L_a)} \quad (\text{II.5})$$

En pratique le facteur d'ESSON est donné en fonction de la puissance apparente et pour différents nombres de paires de pôles tels que donnée par la fig. II.2. Le calcul du facteur d'ESSON est nécessaire pour rendre utilisables les équations précédentes et d'assurer l'initiation du dimensionnement. A cet effet dans le présent travail, nous avons implémenté une approximation de la Fig. II.3. Les intervalles pour lesquels les courbes sont linéaires sont

approximés par des équations de droites, par contre des interpolations polynomiales ont été nécessaires pour les intervalles pour lesquels les courbes ne sont pas linéaires.

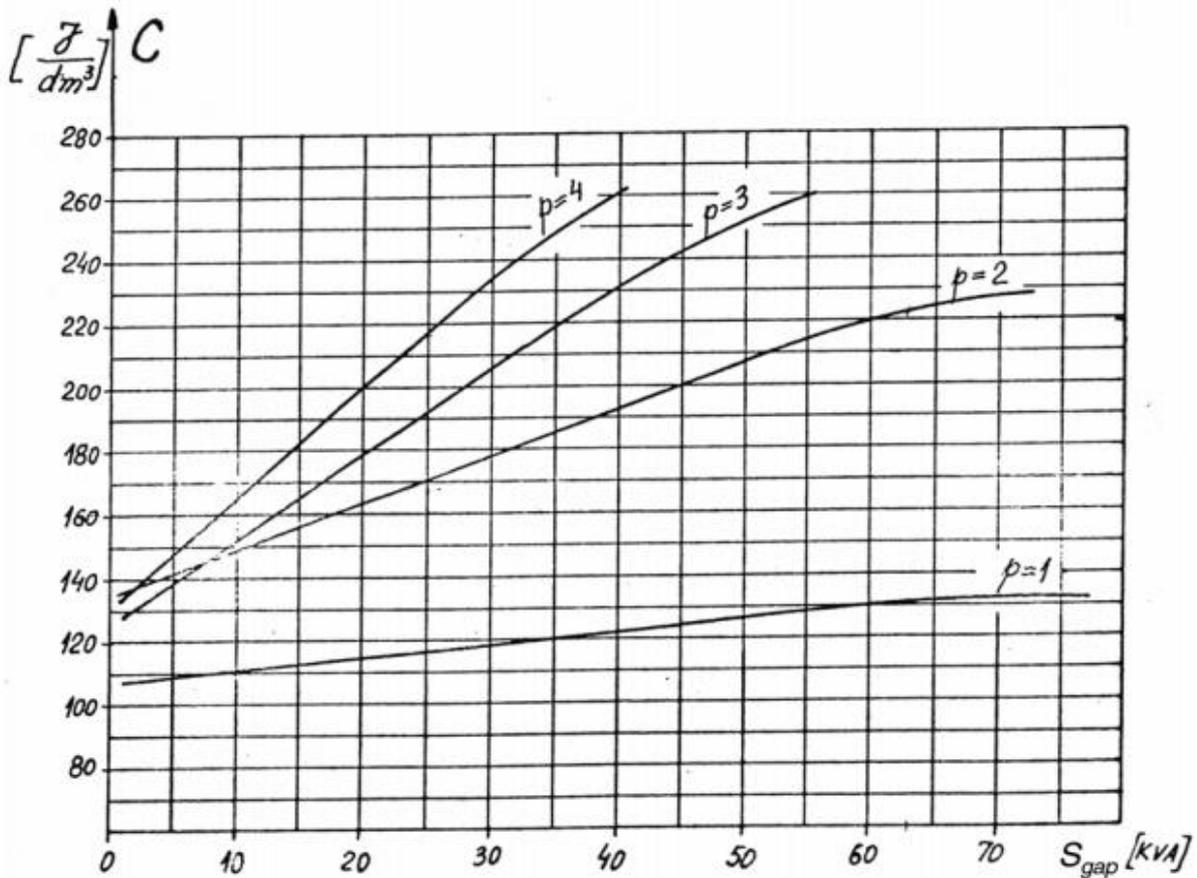


Figure. II.2 : Facteur d'ESSON en fonction de la puissance électromagnétique suivant le nombre de pôles [1]

II.4.3. Facteur de forme d'onde

Pour certaines grandeurs et plus particulièrement pour les tensions, la valeur efficace est plus exploitable que la valeur maximale ou moyenne. Le facteur de forme défini par le rapport entre la valeur efficace et la valeur moyenne qui correspond au facteur de forme est donné par l'expression [1] suivante :

$$K_f = \frac{V_{efficace}}{V_{moyenne}} = \frac{V_{max}}{\alpha_i V_{max} \sqrt{2}} = \frac{1}{\alpha_i \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{II.6})$$

Où

α_i représente le facteur de recouvrement polaire ($\alpha_i = \frac{2}{\pi}$ cas de la non saturation), tient compte de la forme non sinusoïdale du flux. La mise en évidence de la forme non

sinusoïdale de l'induction magnétique est obligatoirement faite à travers un développement en séries de Fourier de sa courbe, et par conséquent sa fera apparaitre les harmoniques d'espace (on notera que les harmoniques paires sont nuls du fait de la symétrie dans les machines électriques tournantes).

Les facteurs de formes d'ondes et de recouvrement polaire K_f et α_i sont donnés en fonctions du niveau de saturation des dents du circuit magnétique, tel que montré par fig. II.2 suivante :

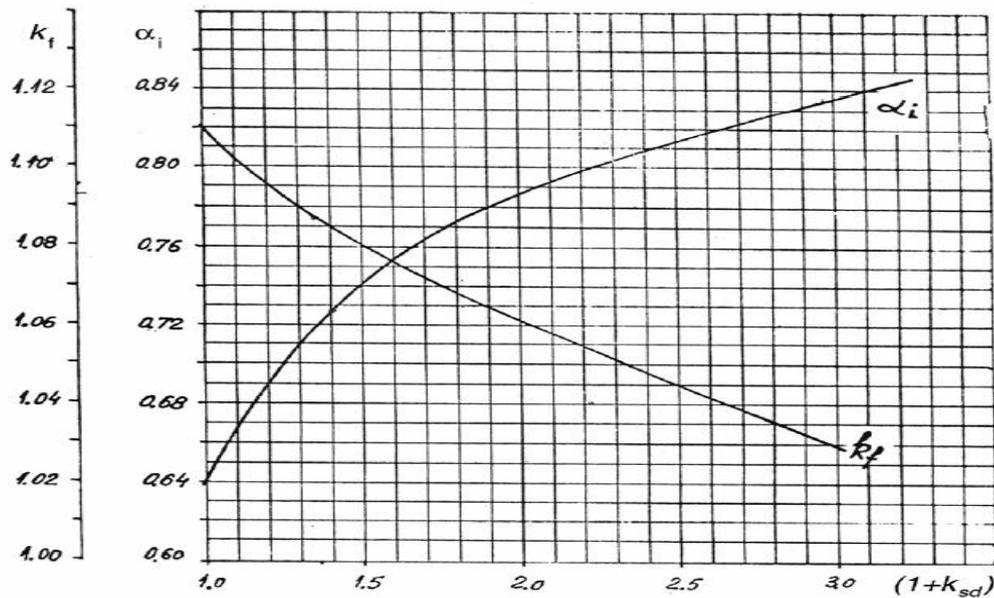


Figure. II.3 : Facteur de recouvrement polaire et le facteur de forme en fonction du coefficient de saturation des dents [1]

II.4.4. Facteur de forme structurel – Longueur active

La relation entre le diamètre intérieur du stator et la longueur active de la machine est exprimée par le facteur de forme λ [1], [3] :

$$\lambda = \frac{L_a}{\tau_p} = \frac{L_a}{\left(\frac{\pi D_{is}}{2p}\right)} \quad (\text{II.7})$$

Avec

L_a : Représente la longueur active de la machine en [m].

τ_p : Le pas polaire [m]

Le tableau II.1 suivant indique les valeurs expérimentales de λ selon le nombre de pôles :

$2p$	2	4	6	8
λ	0.6 – 1.0	1.2 – 1.8	1.6 – 2.2	2 – 3

Tableau. II.1 : Valeur de λ suivant le nombre de pôles [1]

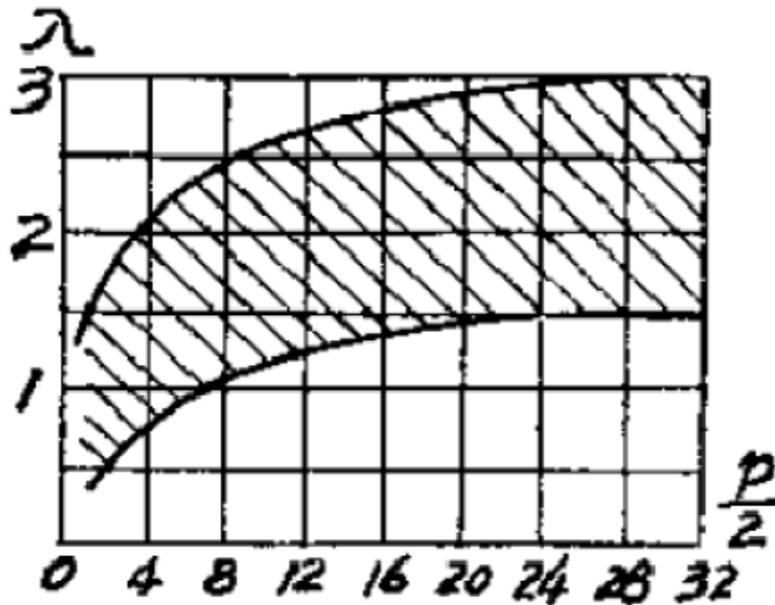


Figure. II.4 : Facteur de forme structurel λ suivant le nombre de pôles

Les performances de la machine asynchrone moyennant des objectifs données sont intimement liées aux du facteur de forme structurel selon les intervalles suivants :

- 1.5 $\leq \lambda \leq 2$ Réduction du cout
- 1.4 $\leq \lambda \leq 1.6$ Amélioration du rendement.
- 1.0 $\leq \lambda \leq 1.3$ Amélioration du facteur de puissance.
- 1.0 $\leq \lambda \leq 1.1$ Dimensionnement correct et acceptable.

Selon certains auteurs le λ peut être fixé selon l'objectif visé :

- $\lambda \approx 1$, on aura un dimensionnement qui sera correcte.
- $\lambda \approx 1.5$, on aura un bon facteur de puissance et un rendement élevé.
- $\lambda \approx 2$, le cout de conception sera réduit.

La longueur active de la machine est obtenue après avoir établi le choix de la valeur du facteur de forme structurel λ en fonction du nombre de paires de pôles tel que corrélé par les intervalles du tableau II.1.

$$L_a = \frac{\lambda \cdot \pi \cdot Dis}{2p} \quad (\text{II.8})$$

On notera aussi que certains concepteurs déterminent une première approximation de la longueur active en utilisant la notion de vitesse périphérique (<30 m/s pour les moteurs asynchrones à cages) et le couple électromagnétique. Pour la gamme de puissance moyenne :

$$\left(D_{is}^2 \cdot L_a\right) = N_m \cdot \omega_{periph} \quad (\text{II.9})$$

II.5. Calcul du diamètre extérieur du stator

A partir des expériences de construction des machines la relation entre le diamètre extérieur et le diamètre intérieur du stator en mètre est donné par l'expression suivante :

$$K_D = \frac{D_{sout}}{D_{is}} \quad (\text{II.10})$$

Le tableau II.2 suivant indique les valeurs de KD suivant le nombre de pôles :

<i>Pôles</i>	<i>KD</i>	<i>Pôles</i>	<i>KD</i>
<i>2</i>	<i>2.95 à 4.30</i>	<i>10</i>	<i>1.70 à 2.10</i>
<i>4</i>	<i>2.25 à 2.85</i>	<i>12</i>	<i>1.60 à 2.00</i>
<i>6</i>	<i>1.95 à 2.45</i>	<i>14</i>	<i>1.55 à 1.90</i>
<i>8</i>	<i>1.80 à 2.20</i>	<i>16</i>	<i>1.50 à 1.85</i>

Tableau. II.2 : Valeur de KD suivant le nombre de pôles [2]

Toutefois l'expérience industrielle des concepteurs a permis d'établir une formule empirique exprimant la relation entre les deux diamètres interne et externe du stator [] :

$$D_{is} = 0.0254 \frac{D_{sout} - 0.647}{1.175 + \left(\frac{1.03}{p}\right)} \quad (\text{II.9})$$

II.6. Calcul des grandeurs de l'entrefer

II.6.1. Calcul de l'épaisseur de l'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. Par contre l'élévation de l'épaisseur de l'entrefer engendre une augmentation du courant magnétisant ce qui implique une baisse du facteur de puissance et le plus important encore la baisse du rendement de la machine, en d'autres termes une diminution des performances de la machine.

Le calcul de l'épaisseur « d » de l'entrefer est donné par deux expressions selon le nombre de pôles : [1]

$$d = \frac{0.1 + 0.02\sqrt[3]{P_n}}{1000} \quad \text{Pour } 2p=2 \quad (\text{II.10})$$

$$d = \frac{0.1 + 0.012\sqrt[3]{P_n}}{1000} \quad \text{Pour } 2p>2 \quad (\text{II.11})$$

II.6.2. Calcul du flux et de l'induction dans l'entrefer

L'induction dans la machine est donnée par l'expression suivante avec l'hypothèse de la conservation du flux : [4]

$$B_g = \frac{\Phi_m}{\alpha_i \cdot \tau_p \cdot L_a} \quad (\text{II.12})$$

Avec Φ_m le flux magnétique dans l'entrefer il est calculé par l'expression suivante [1] :

$$\Phi_m = \frac{1}{2p} \left(0.00145 + 0.003 \sqrt{\frac{60}{f} \cdot \frac{P_n}{746}} \right) \quad (\text{II.13})$$

Le pas polaire en mètre s'exprime par $\tau_p = \frac{\pi D_{is}}{2p}$

II.7. Calcul des grandeurs de l'enroulement statorique

II.7.1. Section des conducteurs de l'enroulement du stator

La section du conducteur est calculée à partir de la valeur de la densité du courant qu'on voudrait avoir dans le conducteur. La valeur de la densité « J_{cond} » du conducteur pour une machine à 2 et à 4 pôles est comprise entre 4 et 7A/mm², alors que pour un moteur de 6 ou de 8 pôles la densité de courant est comprise entre 5 et 8A/mm² [1].

$$S_{cond} = \frac{I_{n1}}{J_{cond} \cdot a_1} \quad (\text{II.14})$$

Le courant nominal classiquement calculé à partir des données du cahier de charge et donnée par l'équation ci-dessous :

$$I_{1n} = \frac{P_n}{\sqrt{3}V \cdot \eta_n \cdot \cos \varphi_n} \quad (\text{II.15})$$

Le diamètre du conducteur « d_{cond} » est déduit directement à partir de sa section. Certains auteurs fixes le diamètre max du conducteur à ne pas dépasser à 1.3mm, si le

diamètre du conducteur dépasse cette valeur, alors on aura recours aux conducteurs élémentaires. [1]

D'autres auteurs et dans le cas des conducteurs avec des sections qui dépassent 5mm² alors il sera préférable d'utiliser des conducteurs carrés.

Le diamètre du conducteur rond est déduit directement à partir de sa section :

$$d_{cond} = 2\sqrt{\frac{S_{cond}}{\pi}} \quad (\text{II.16})$$

II.7.2. Nombre de conducteurs par encoches

Le nombre de conducteur dans une encoche est donné par la relation suivante :

$$C_s = \frac{W_1 \cdot a_1}{p \cdot q} \quad (\text{II.17})$$

Où

a_1 : représente le nombre de voies parallèles.

q : représente le nombre d'encoches par pole et par phase.

Le nombre de spires est calculé à partir de l'expression suivante [8]:

$$W_1 = \frac{Ke.V}{4.K_f.K_{envr}.f.\Phi_m} \quad (\text{II.18})$$

II.7.3. Facteur d'enroulement au stator

Le facteur d'enroulement caractérise la topologie de l'enroulement dans l'espace tridimensionnel de la machine. Il est donné par l'expression suivante :

$$Kenr1 = Kd.Kr.Ki \quad (\text{II.19})$$

Avec :

Kd : Facteur de distribution de l'enroulement

Kr : Facteur de raccourcissement de l'enroulement

Ki : Facteur d'inclinaison de l'enroulement

II.7.3.1. Facteur de distribution

Le facteur de distribution tient compte de la distribution du bobinage sous un arc de longueur polaire. La propriété du champ tournant n'engendre pas la même tension pour deux bobines voisines, la réalité c'est que la tension induite est la somme vectorielle des tensions induite par les différentes bobines. Le facteur de distribution est le rapport entre cette tension et la tension obtenue dans le cas où le bobinage est rassemblé dans un seul endroit. Mathématiquement elle représente le rapport de la somme vectoriel des tensions induite sur la somme algébrique des ces mêmes tensions. Il est donné par [2] :

$$K_d = \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{q}\right)} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

α : Angle électrique d'une phase sous un pôle exprimé par $\alpha = q \cdot \delta$ ou δ représente l'angle électrique entre deux encoches voisines $\delta = \frac{360 \cdot p}{S1}$

Pour les encoches du stator dans lesquelles logent un enroulement, les facteurs de distribution et de raccourcissement sont inférieur à l'unité, par contre le facteur d'inclinaison est généralement pris égale à l'unité. Pour les rotors, la topologie des enroulements étant à cages c'est l'inverse que pour les stators.

II.7.3.2. Facteur de raccourcissement

La tension induite aux bornes d'une bobine à pas raccourci est plus petite que celle d'une bobine à pas entier, car le nombre de lignes coupées est plus grand dans le cas d'une bobine à pas entier et puisque la tension varier en fonction de la variation du flux dans le temps. Le facteur raccourcissement de l'enroulement influe sur sa tension induite, tant pour sa composante fondamentale que pour ses harmoniques, il s'exprime comme suit :

$$K_r = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.21})$$

Le rapport de raccourcissement β est choisi selon le rang de l'harmonique qu'on veut atténuer; si on effectue une connexion en étoile le troisième harmonique est automatiquement éliminé, le cinquième harmonique est éliminé pour un raccourcissement de 0.80 alors que le septième est nul pour un raccourcissement de 0.857. Dans le cas des connexions en triangle le

troisième harmonique est présent et il est plus important en amplitude, on arrive à l'éliminer avec un raccourcissement de 0.67 [2]. Le rapport de raccourcissement est donné par la formule suivante :

$$\beta = \frac{Y}{\tau_p}$$

(II.22)

τ_p : Le pas polaire en nombre d'encoche.

$\tau_p = \left(\frac{S_1}{2p} \right) \pm \varepsilon$: Le pas d'enroulement donné comme suit :

II.7.3.3. Facteur d'inclinaison

Le facteur ou coefficient d'inclinaison, il tient compte de l'inclinaison des encoches, il dépend du rang de l'harmonique considéré, il est donné par la formule ci-dessous :

$$K_i = \frac{\sin\left(\frac{p \cdot \pi \gamma}{S_{1,2}} K_{ir}\right)}{\frac{p \cdot \pi \gamma}{S_{1,2}} K_{ir}} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

K_{ir} : Valeur de l'inclinaison de la cage rotorique en pas dentaire.

γ : Le rang de l'harmonique considéré.

II.7.3.4. Le nombre d'encoches au stator

En ce qui concerne le nombre d'encoches, il n'y a pas de loi explicite précisant son choix. Le nombre d'encoche au stator est un paramètre fondamental dans la conception des machines électriques. Bien qu'il n'ya aucune loi explicite, le nombre d'encoche peut être fixé à partir du nombre d'encoches par phase et par pôle « q » suivant l'expression suivante :

$$S_1 = (2p) \cdot m \cdot q \quad (\text{II.24})$$

Pour un choix correcte, il faut que le nombre d'encoches soit de manière que le plus grand diviseur commun du nombre d'encoches et du nombre de paire de pôles soit un multiple du nombre de phases afin d'assurer un déphasage de $\left(\frac{2\pi}{m} + 2k\pi\right) rad$ entre les

phases, m étant le nombre de phase. Pour réduire l'amplitude des harmoniques supérieurs, il est préférable que $q > 2$. L'augmentation de q engendre une augmentation de rang des harmoniques de denture. Cependant « q » ne peut pas être augmenté indéfiniment ($q \leq 5$) car il est limité par les dimensions de la machine [1], [2], [5], [6].

D'après l'expérience des constructeurs, on obtient des conditions acceptables de fonctionnement en choisissant un nombre d'encoches par paire de pôle qui n'est pas inférieur à 15, l'exception peut se faire pour les petites machines ou les machines avec un grand nombre de pôles [2].

II.8 Dimensionnement de l'encoche du stator

II.8.1. Formes d'encoches usuelles au stator

Dans les calculs qui vont suivre, le dimensionnement se fait pour six encoches différentes (voir fig. II.5).

- Encoche trapézoïdale semi ouverte avec plafond rond.
- Encoche trapézoïdale semi ouverte.
- Encoche rectangulaire ouverte.
- Encoche rectangulaire semi ouverte.
- Encoche trapézoïdale ouverte.
- Encoche ronde.

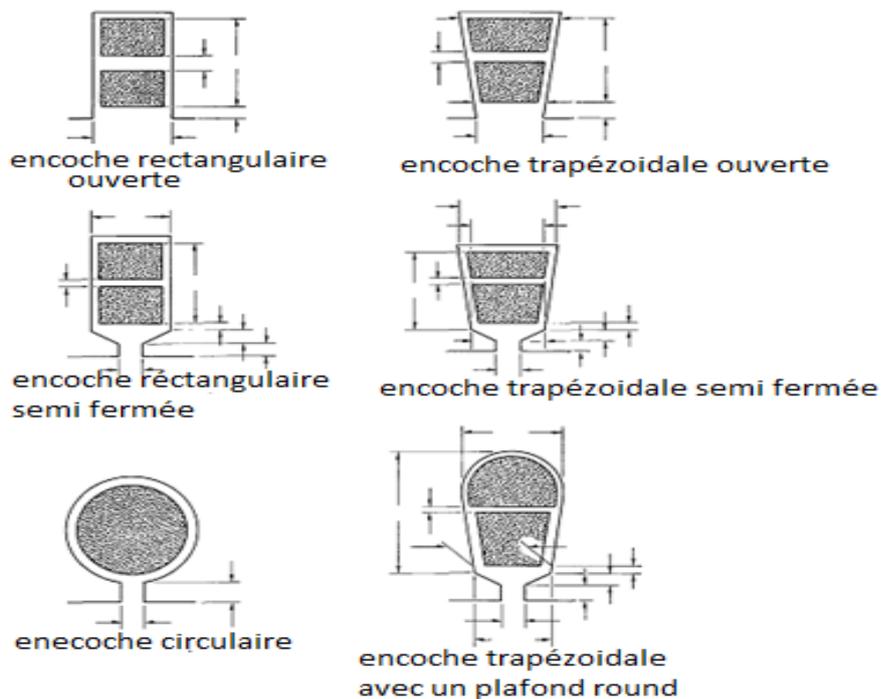


Figure. II.5 : Différentes types d'encoches usuelles

Dans les expressions qui vont suivre, seule la dimension ou l'expression qui est différente d'une encoche à une autre qui sera procédé par le type de l'encoche, sinon le reste des expressions sont compatible avec toutes les encoches.

II.8.2. Inductions magnétiques dans les dents et culasse du stator

Pour un flux donné créé par la tension des enroulements du stator, les dimensions des encoches déterminent le niveau des inductions dans les dents ou culasses. Lorsque l'induction magnétique dans les dents est grande, elle engendre des pertes fers plus importante et un risque considérable de saturation magnétique. La largeur de la dent est donnée par l'expression :

$$d_{sz} = \left(\frac{B_g}{B_{sz} \cdot K_{fer}} \right) \cdot \tau_s$$

(II.25)

Avec:

B_{sz} : L'induction dans la dent, elle est comprise entre 1.5 et 1.65T.

K_{fer} : Coefficient de foisonnement il est égal à 0.95 pour une isolation par oxydation et 0.95 pour une isolation avec vernis, ce coefficient prend en compte l'isolation entre les tôles magnétiques.

τ_s : Pas dentaire au stator, il est donné par $\tau_s = \frac{\pi \cdot D_{is}}{S1}$

La hauteur de la culasse s'exprime en fonction de l'induction magnétique dans la culasse magnétique, et elle est donnée par :

$$h_{sc} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Phi_m \cdot 10^6}{B_{sc} \cdot K_{fer}} \right) \cdot \frac{1}{La} \quad (II.26)$$

La largeur moyenne de l'encoche ainsi que sa hauteur ou hauteur de la dent sont alors déduits comme suit :

$$bs_{moy} = \tau_s - d_{sz} \quad (II.27.a)$$

$$h_{sz} = \frac{D_{sout} - D_{is}}{2} - h_{sc} \quad (II.27.b)$$

II.8.3. Calcul des dimensions des encoches au stator

II.8.3.1. Présentation géométrique générale d'une encoche statorique

Les dimensions essentiels dans une encoche sont les largeurs inférieur et supérieur, la hauteur de l'encoche ou hauteur de la dent tel que mis en évidence par la fig. II.6 suivante :

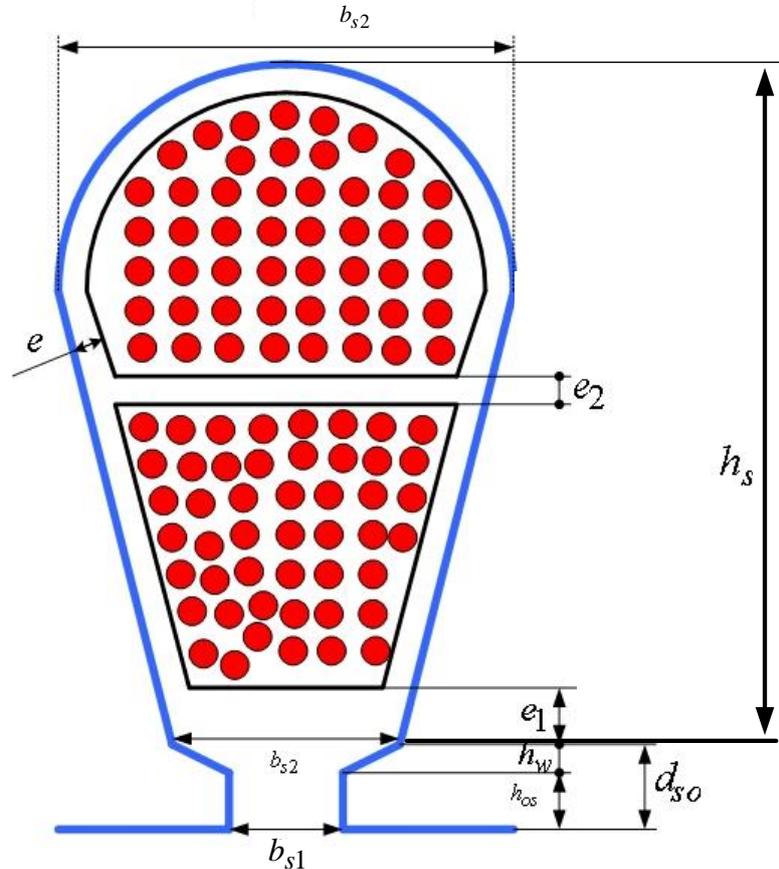


Figure. II.6 : Encoche trapézoïdale ronde

II.8.3.2. Section de l'encoche

Compte tenu de la connaissance de la section des conducteurs et de leur nombre dans une encoche, et moyennant un coefficient de remplissage du taux de section de conducteurs nus par rapport au taux d'isolation, la section de l'encoche se déduit de l'expression suivante:

$$S_{enc} = \left(\frac{S_{cond} \cdot N_{el} \cdot C_s}{K_{rem}} \right) \quad (II.25)$$

Avec :

N_{el} : Le nombre de conducteurs élémentaires.

K_{rem} : Coefficient de remplissage, il est compris entre 0.7 et 0.75 pour les moteurs asynchrones de moyennes puissances.

II.8.3.3. Fente et clavette de l'encoche

La fente ou ouverture de l'encoche du stator « *bos* » peut être posée selon la formule empirique suivante :

$$b_{os} = 0.016 + 0.003 \cdot Dis \quad (II.26)$$

Cependant il est recommandé de vérifier que cette ouverture de fente d'encoche dont les valeurs usuelles sont comprises dans l'intervalle de 2 à 3mm est suffisante pour permettre la mise en place des conducteurs dans l'encoche.

La hauteur de la fente d'encoche « *hos* » au stator est comprise entre 1 et 4mm, et la hauteur de la clavette « *hw* » est dans l'intervalle allant de 0.5 à 1mm [1].

II.8.3.4. Largeurs de l'encoche

La largeur utile de l'encoche coté entrefer est calculée comme suit :

$$b_{s1} = \frac{\pi(D_{is} + 2hos + 2hw)}{S1} - b_{sz} \quad (II.27)$$

$$b_{s2} = \frac{\pi \left(D_{sout} - D_{is} \left(\frac{B_g}{B_{sz} K_{fer}} + \frac{B_g}{p \cdot B_{sc} \cdot K_{fer}} \right) \right)}{S1} \quad (II.28)$$

B_{sc} : Induction magnétique dans la culasse du stator.

II.8.3.5. Encoche trapézoïdale à fond plat ouverte ou semi-fermée

$$b_{s2} = \sqrt{b_{s1}^2 + 2S_{enc} \left(\tan \frac{\pi}{S1} \right)} \quad (II.29)$$

$$h_s = \frac{S_{enc}}{\left(\frac{b_{s1} + b_{s2}}{2} \right)} \quad (II.30)$$

II.8.3.6. Encoche rectangulaire semi ouverte

$$b_{s1} = b_{s2} \quad (II.31)$$

$$h_s = \frac{S_{enc}}{b_{s1}} \quad (II.32)$$

Les deux expressions de la largeur max et de la hauteur de l'encoche sont compatibles pour l'encoche rectangulaire ouverte.

II.8.3.7. Encoche ronde

Dans ce type d'encoche, on a la largeur max qui est égale à la hauteur de l'encoche:

$$h_s = b_{s2} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{enc}}{\pi}}$$

(II.33)

II.9. Calcul des dimensions des encoches au rotor

II.9.1. Nombre d'encoche au rotor

Bien qu'il n'y ait pas de loi explicite, le nombre d'encoche au rotor est fortement dépendant du nombre d'encoches au stator ainsi que du nombre de pôles. L'obtention de meilleurs performances mécaniques dépourvues de couples vibratoires, des règles de bonne pratiques issue d'observations expérimentales ont été établies conduisant à des valeurs préférentielles (combinaisons S1-S2-p) données dans le tableau II.5 suivant :

2p	S1	S2
2	24	18, 20, 22, 28, 30, 33, 34
	36	25, 27, 28, 29, 30, 43
	48	30, 37, 39, 40, 41
4	24	16, 18, 20, 30, 33, 34, 35, 36
	36	28, 30, 32, 34, 45, 48
	48	36, 40, 44, 57, 59
	72	42, 48, 54, 56, 60, 61, 62, 68, 76
6	36	20, 22, 28, 44, 47, 49
	54	34, 36, 38, 40, 44, 46
	72	44, 46, 50, 60, 61, 62, 82, 83
8	48	26, 30, 34, 35, 36, 38, 58
	72	42, 46, 48, 50, 52, 56, 60
12	72	69, 75, 80
	90	86, 87, 93, 94

Tableau. II.5 : Combinaison des nombre d'encoches stator-rotor [1]

Pour atténuer fortement les effets des vibrations du moment du couple moteur additionnel, le nombre d'encoches S2 ne doit pas être supérieur à $1.25 \cdot S1 + y \cdot p$ (pour la marche dans un seul sens, on pose $y=1$ et pour une marche dans les deux sens on pose $y=0$).

- Pour éviter les fluctuations (vibrations) de la courbe du couple en fonction de la vitesse, S_2 doit être différent de :

$$\frac{3y2p}{x}, \frac{(3y+1)2p}{x} \text{ ou de } \frac{(3y-1)2p}{x} \text{ avec } y = 1, 2, \dots \text{ et } x = 1, 2, \dots$$

- Pour éviter des points mort du rotor à l'arrêt, on doit respecter une différence d'au moins 10% entre le nombre d'encoches au stator et celui au rotor. Le nombre d'encoche au rotor influe sur plusieurs paramètres de la machine ; courant, réactance de fuite différentielle etc....

Toutes les conditions posées au-dessus ne présentent que des hypothèses empiriques qui se basent sur l'expérience, car il y en a par exemple des moteurs de hautes performances qui sont commercialisés et qui ont le même nombre d'encoche au stator et au rotor.

II.9.2. Calcul du courant et de la section de la barre

Le courant induit dans la barre dépend essentiellement du flux créé par les courants statorique tel que donné par la formule suivante [1] :

$$I_b = \frac{(2m)(W_1 I_{n1})}{S_2} (K_{enr1} \cdot K_i) \quad (\text{II.34})$$

Avec:

$$K_i = 0.8 \cos \phi_n + 0.2$$

La section de la barre est obtenue à partir de la densité du courant qu'on souhaite avoir dans la barre :

$$S_b = \frac{I_b}{J_b} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

J_b : La densité de courant dans la barre elle est comprise entre 2 et 4A/mm² [1].

II.9.3. Type et forme d'encoches des rotors a cage

Du point de vue géométrique les encoches du rotor sont pratiquement les mêmes que celles du stator. Mais du point de vue des phénomènes physiques, la différence est très caractéristique du fait que les rotors à cages sont formées de conducteurs massifs dont lesquels le phénomène d'effet de peau est important. On notera que les caractéristiques de

démarrage (couple et courant) sont très dépendantes de la résistance électrique de la cage, elle-même dépendante des dimensions de la cage.

La Fig. II.7 illustre les différentes encoches employées pour le rotor.

A, F : Encoches de type ouvert.

B : Encoche de type semi-ouvert.

C : Encoche de type semi-ouvert ronde.

E : Encoche de type semi-ouvert trapézoïdale à fond plat.

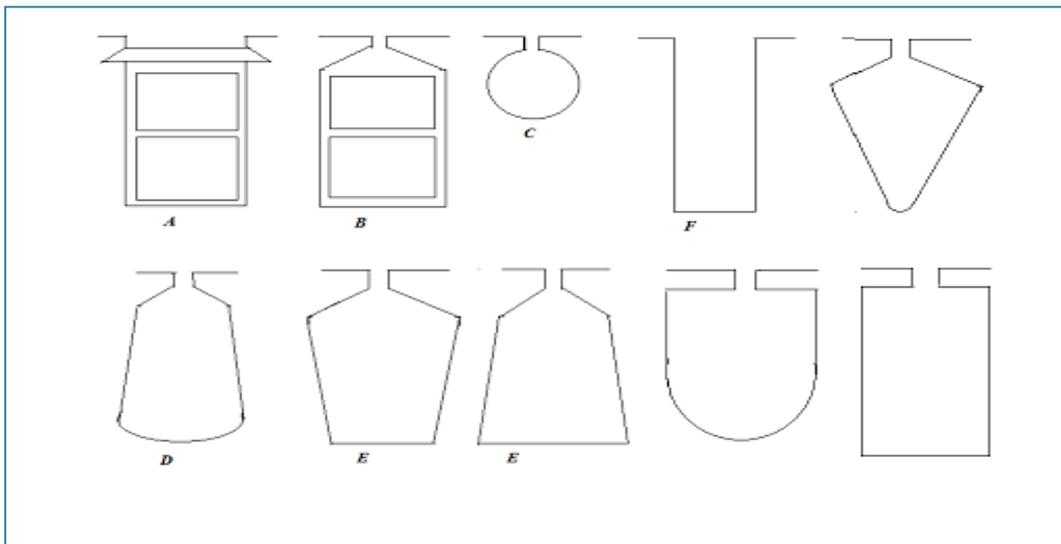


Figure. II.7. Différents types d'encoches rotorique [3]

La définition globale de l'effet de peau est la distribution non uniforme du courant électrique ou du champ magnétique dans un conducteur. La densité du courant est concentrée vers la surface du conducteur et décroît autant plus rapidement que la fréquence est élevée. Lorsque la fréquence augmente la profondeur δ de pénétration du champs ou bien

du courant diminue selon l'expression suivante : $\delta = \sqrt{\frac{2}{\rho\mu\omega}}$

Avec :

ρ : La résistivité électrique du matériau

μ : La perméabilité magnétique du matériau

ω : La pulsation des courants.

L'effet de peau se manifeste d'autant plus que la fréquence est élevée. Cette propriété est utilisée dans les cages des moteurs asynchrones où, au démarrage, on cherche une forte résistance rotorique, donc un courant concentré vers l'entrefer de la machine, tant dit que lorsque le régime nominal est atteint, on recherche plutôt une faible résistance, c'est-à-dire un courant uniformément repartie dans le conducteur. Ces considérations ont conduit les chercheurs à étudier et à imaginer des formes d'encoches rotorique plus adaptées aux caractéristiques recherchées. Les deux figures 8 et 9 suivantes montrent ce phénomène pour un rotor à double encoche : [3]

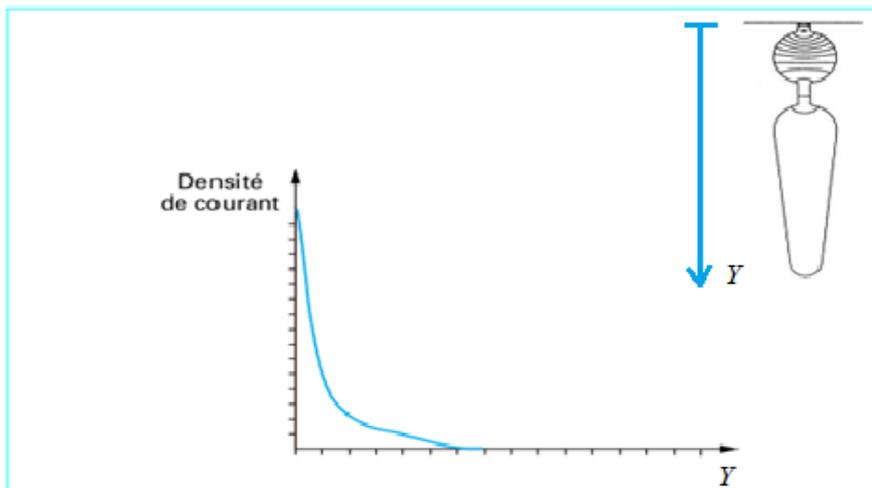


Figure. II.8 : Densité du courant au démarrage du moteur (les courants rotorique oscillent à la même fréquence que le réseau d'alimentation) [3]

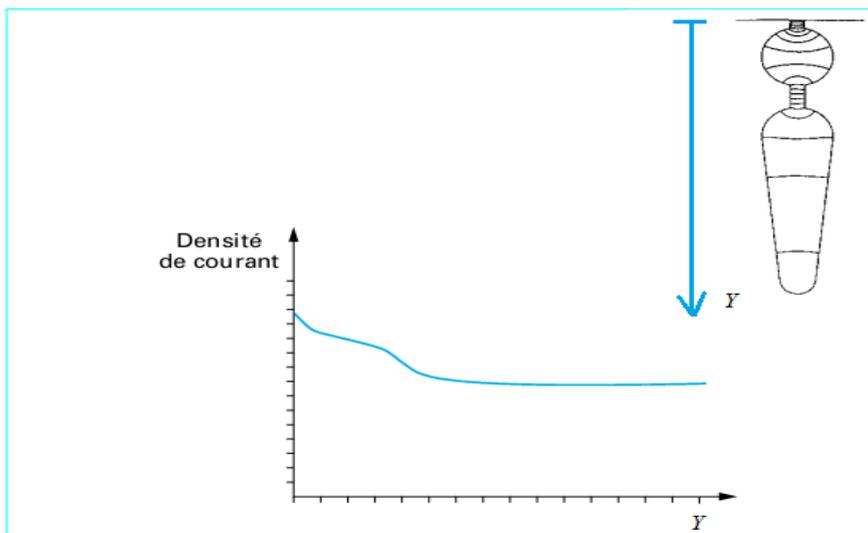


Figure. II.9 : Distribution du courant après le régime transitoire [3]

II.9.4. Dimensionnement de l'encoche du rotor

II.9.4.1. Présentation géométrique générale d'une encoche statorique

Le type d'encoche utilisée au rotor est:

1. Encoche trapézoïdale semi-ouverte.
2. Encoche rectangulaire semi-ouverte.
3. Encoche ronde.

La fig. II.10 suivante illustre les dimensions à calculer pour une encoche type.

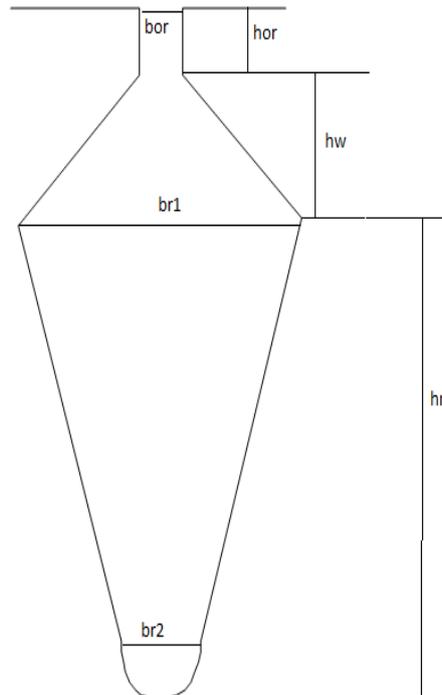


Figure. II.10 : Encoche du rotor

II.9.4.2. Fente et clavette d'encoche rotorique

Comme pour le cas du stator ces dimensions sont fixées à partir des intervalles obtenus par expérience.

L'ouverture de l'encoche « bor » est prise de l'intervalle [1 - 2.5] mm.

La hauteur de la clavette « hw » est comprise entre 0.5 et 1 mm.

Tant dis que la hauteur de la fente « hor » se fixe ente 1 et 4 mm. [1].

II.9.4.3. Largeur et hauteur de la dent

La largeur de la dent est donnée par l'expression :

$$b_{rz} = \left(\frac{B_g}{B_{rz} \cdot K_{fer}} \right) \cdot \tau_r \quad (\text{II.36})$$

Avec:

B_{rz} : L'induction dans la dent, elle est comprise entre 1.5 et 1.65T.

τ_r : Pas dentaire au rotor, il est donné par $\tau_r = \frac{\pi D_{re}}{S2}$

$D_{re} = D_{is} - 2d$ Représente le diamètre externe du rotor.

La hauteur de la dent est posée comme suit :

$$h_{zr} = h_r + h_w + b_{or} \quad (\text{II.37})$$

II.9.4.3. Hauteur de la culasse magnétique

La hauteur de la culasse s'obtient soit à partir de l'induction magnétique correspondante en utilisant la formule (II.26), soit à partir des dimensions de tôle magnétique du rotor lorsque le diamètre de l'arbre est connu. Pour le second cas on a :

$$h_{zr} = \frac{D_{re} - D_{sh}}{2} - h_{rz} \quad (\text{II.38})$$

Le diamètre de l'arbre de la machine D_{sh} est estimé par certains auteurs par rapport au diamètre extérieur du rotor par l'intermédiaire d'une constante de réduction K_R comprise entre 2.85 et 3.33 tel que [13] :

$$D_{sh} = \frac{D_{re}}{K_R} \quad (\text{II.39})$$

Cependant d'autres auteurs propose une formule empirique basée sur le rapport entre la puissance mécanique disponible en bout d'arbre et la vitesse angulaire nominale tel que :

$$D_{sh} = 0.01 \cdot 3 \sqrt{\frac{P_{mec}}{\omega_n}} \quad (\text{II.40})$$

II.9.4.4. Largeur de l'encoche coté entrefer

Connaissant les différentes dimensions de l'encoche et de la dent, la largeur de l'encoche coté entrefer est donnée comme suit :

$$br1 = \frac{\pi(Dre - 2.hor) - S2.brz}{\pi + S2} \quad (\text{II. 41})$$

II.9.4.5. Encoche trapézoïdale semi ouverte

La largeur minimale est calculée à partir de la formule suivante : [1]

$$br2 = \sqrt{4.Sb.tan\frac{\pi}{S2} + br1^2} \quad (\text{II.42})$$

La hauteur de l'encoche peut être calculée à partir de l'expression suivante [1] :

$$hr = \frac{\sqrt{(4.Sb - \frac{\pi}{8}).(br1^2 + br2^2)}}{br1 + br2} \quad (\text{II.43})$$

II.9.4.6. Encoche rectangulaire semi fermée

La largeur br_2 de cette encoche est égale à sa largeur br_1 , et sa hauteur est donnée à partir de la formule :

$$hr = \frac{Sb}{br1} \quad (\text{II. 44})$$

II.9.4.7. Encoche ronde

La largeur étant égale à la hauteur, elles sont calculées comme suit :

$$hr = br2 = \frac{4.Sb}{\pi} \quad (\text{II. 45})$$

II.9.5. Dimensionnement de l'anneau de court-circuit

II.9.5.1. Courant dans l'anneau

Le courant dans l'anneau s'obtient de la formule suivante : [1]

$$Ian = \frac{Ib}{2. \sin(\pi \frac{p}{S2})} \quad (\text{II. 46})$$

II.9.5.2. Dimensions de l'anneau

Les dimensions géométriques essentielles de l'anneau sont mises en évidence par la fig. II.11 suivante :

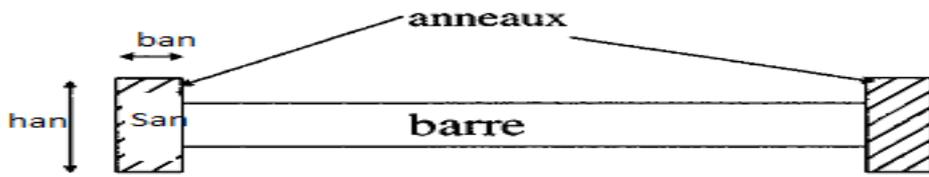


Figure. II.11. Dimensions de l'anneau

La section de l'anneau vaut :

$$S_{an} = \frac{I_{an}}{J_{an}} \quad (\text{II.47})$$

J_{an} : Densité de courant dans l'anneau, elle varie entre 2 et 4A/mm². [1]

La hauteur de l'anneau est en fonction de la hauteur de la barre ou bien de l'encoche du rotor [13] :

$$h_{an} = (1.1 \div 1.25)h_{zr} \quad (\text{II.48})$$

La dimension qui reste inconnue de l'anneau est sa largeur, elle est déduite directement de la formule suivante :

$$b_{an} = \frac{S_{an}}{h_{an}} \quad (\text{II.49})$$

II.10. Calcul des forces magnéto motrices

La loi de circulation du champ dans le circuit magnétique constitue une base fondamentale pour le dimensionnement des machines : [3]

$$fmm = \int (\vec{H} \cdot d\vec{l}) \quad (\text{II.49})$$

Le calcul des forces magnéto motrices se fera par la répartition de la machine en plusieurs tronçons, afin de pouvoir poser l'hypothèse que le champ magnétique est constant dans chaque région considérée :

$$\sum fmm = \int (\vec{H} \cdot d\vec{l}) = (fmm)_{sz} + (fmm)_{sc} + (fmm)_g + (fmm)_{rz} + (fmm)_{rc} \quad (\text{II.50})$$

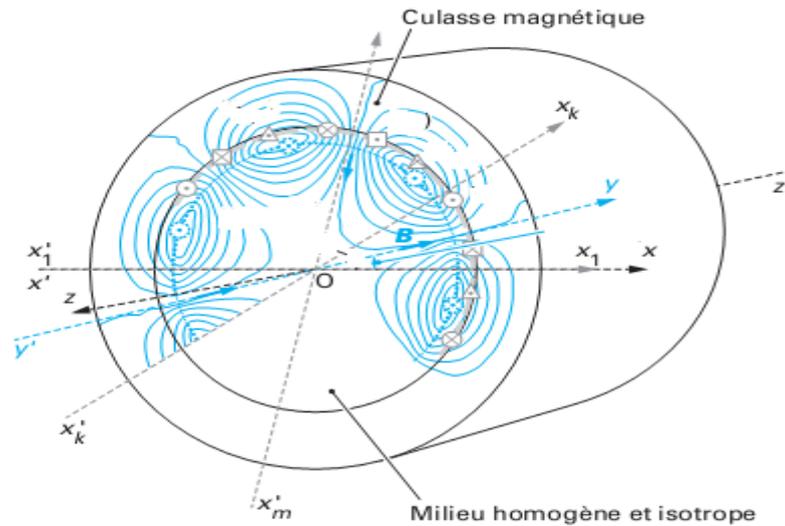


Figure. II.9 : Distribution des lignes du champ

II.10.1. Coefficient de carter

Les calculs faits dans le dimensionnement, sont des calculs qui sont faits avec un entrefer lisse, c'est-à-dire qu'on ne prend pas en considération les encoches au stator et celles au rotor. Carter a mis au point un coefficient (qui porte son nom), qui prend en considération la variation de l'entrefer à cause des encoches, en d'autres termes un entrefer corrigé. [6]

Le coefficient de carter est définie comme étant le produit entre le coefficient de carter au stator et le coefficient de carter au rotor : [4]

$$Kc = Kc1.Kc2 \tag{II.51}$$

Avec :

$$Kc1 = \frac{\tau_s}{\tau_s - \gamma_1} \quad \text{et} \quad Kc2 = \frac{\tau_r}{\tau_r - \gamma_2}$$

Avec :

$$\gamma_1 = \frac{bos^2}{5.d + bos} \quad \text{et} \quad \gamma_2 = \frac{bor^2}{5.d + bor}$$

II.10.2. Force magnétomotrice dans l'entrefer

La force magnétomotrice est donnée par la formule : [8]

$$Fg = d.Kc.\frac{Bg}{\mu_0} \tag{II.52}$$

Où μ_0 et la perméabilité magnétique du vide.

II.10.3. Force magnétomotrice dans les dents

La FMM dans les dents du stator est donnée par :

$$F_{sz} = H_{sz}.h_{z1} \quad (\text{II.53})$$

Et celle dans le rotor est donnée par :

$$F_{rz} = H_{rz}.h_{z2} \quad (\text{II.54})$$

Avec :

H_{sz} et H_{rz} : représentent les champs magnétique équivalents aux valeurs des inductions B_{sz} et B_{rz} respectivement. Elles sont données à partir de la courbe de magnétisation spécifique à chaque matériau magnétique.

II.10.4. Force magnétomotrice dans la culasse

La FMM dans la culasse du stator est donnée par : [1]

$$F_{sc} = \frac{C_{cs}.\pi.(D_{sout} - h_{sc}).H_{sc}}{2p} \quad (\text{II.55})$$

$$\text{Avec } C_{cs} = 0.88e^{-0.4.B_{sc}^2}$$

La formule de la FMM dans la culasse du rotor est de la même forme : [1]

$$F_{rc} = \frac{C_{cr}.\pi.(D_{sh} + h_{rc}).H_{rc}}{2p} \quad (\text{II.56})$$

$$\text{Avec } C_{cr} = 0.88e^{-0.4.B_{rc}^2}$$

H_{rc} et H_{rs} : Les champs équivalents aux inductions des culasses.

II.10.5. Coefficient de saturation

Le coefficient de saturation définit le taux d'exploitation du fer de la machine, il indique d'une manière Indirecte le sur dimensionnement ou le sous dimensionnement de la machine :

$$K_{st} = \frac{F_g + F_{rz} + F_{sz}}{F_g} \quad (\text{II. 57})$$

II.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons explicité la méthodologie de dimensionnement adoptée en mettant en avant toutes les expressions analytiques de dimensionnement. Ainsi les calculs ayant suivis le calcul des dimensions principales concernent : les enroulements du stator, les détails d'encoches au stator, les courants et dimensions de la cage rotorique. Le prochain chapitre suivant utilisera les résultats du dimensionnement structurel en vue de calculer les paramètres électriques, pour établir un bilan énergétique, et analyser les performances statiques.

Chapitre III :

*Calcul des Paramètres
électriques et des
performances*

III.1. Introduction

Une machine électrique tournante est le siège de pertes d'énergie, car le taux de conversion d'énergie électrique en énergie mécanique n'est pas total. En effet, une partie de l'énergie sera dissipée dans la machine sous formes d'échauffements.

Les sources de chaleur créant les échauffements sont dues au champ magnétique dans les matériaux magnétiques, les courants électrique dans les conducteurs et aux frottements dans les parties mécaniques.

Dans ce chapitre, nous allons faire une évaluation des performances (couple, rendement, facteur de puissance...) de la machine qui passera par un calcul des pertes qui seront déduits à partir des paramètres électriques de la machine, ainsi un bilan de puissance sera établi à partir des grandeurs électriques résistance, réactance dans les enroulements et dans le circuit magnétique.

III.2. Calcul des paramètres électriques

III.2.1. Schéma électrique équivalent à rotor ramené au stator

Cette partie du chapitre propose le calcul des différents paramètres électriques. La fig.III.1 résume tous ces paramètres à savoir la résistance du stator R_s et celle du rotor R_r , la réactance magnétisante X_m et la résistance modélisant les pertes à vide de la machine R_c ainsi que les différentes réactances de fuite qui sont réunis dans X_s pour celles du stator et dans X_r pour les réactances de fuite du rotor ramenée. Tous ces paramètres vont prédéterminés les performances de la machine.

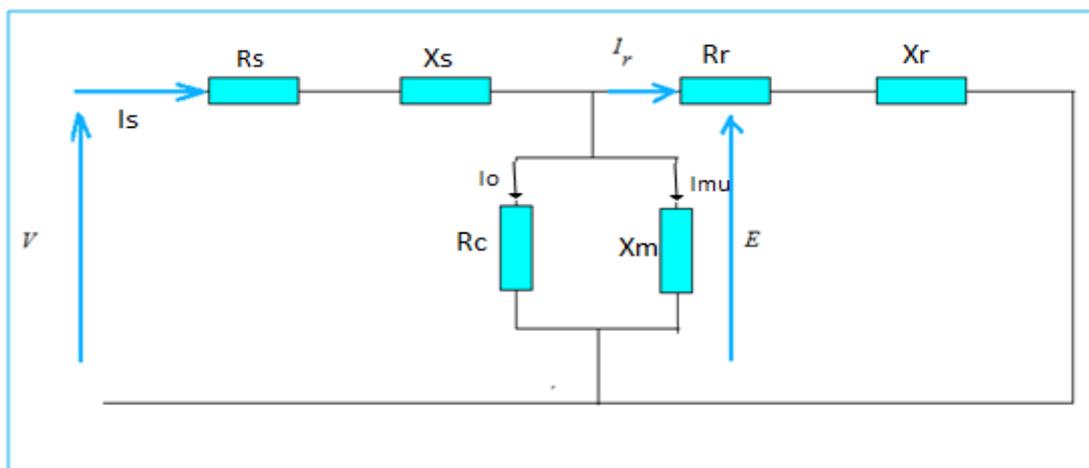


Figure. III.1: Schéma équivalent des paramètres électriques d'un moteur asynchrone

III.2.2. Calcul de la résistance d'une phase du stator

La résistance électrique d'une phase de W_1 spire dépend que de sa longueur, de la section, et de sa résistivité en tenant compte du nombre des voies parallèle ,et de nombre de conducteurs élémentaire pour pouvoir calculer la résistance d'une phase, son expression est la suivante :

$$R_s = \rho \frac{(2L)}{S_{cond}} \frac{W_1}{a_1 \cdot N_{el}} \quad (III.1)$$

Avec :

ρ : Résistivité du matériau dépendante de la température. L'expression suivante indique la valeur de la résistivité pour des températures T différente, de la température ambiante :

$$\rho_T = (\rho)_{T_{amb}} \left(1 + \frac{1}{273} (T - T_{amb}) \right)$$

(III.1.a)

A la température ambiante de 20°C :

$$\rho_{20^\circ C} = \begin{cases} 1.7 \cdot 10^{-7} \Omega m & \text{pour le cuivre} \\ 2.7 \cdot 10^{-7} \Omega m & \text{pour l'aluminium} \end{cases}$$

L : longueur d'une demi-spire.

$$L = L_a + l_{en} \quad (III.2)$$

l_{en} Longueur des têtes de bobines dépendante du nombre de paire de pôles et du pas d'enroulement Y [mm] tel que explicité par la figure III.2 et donnée par :

$$l_{en} = 2.Y - 0.04 \quad \text{pour } p = 1 \quad (III.2.a)$$

$$l_{en} = 2.Y - 0.02 \quad \text{pour } p = 2 \quad (III.2.b)$$

$$l_{en} = \pi \frac{Y}{2} + 0.018 \quad \text{pour } p = 3 \quad (III.2.c)$$

$$l_{en} = 2,2.Y - 0.012 \quad \text{pour } p = 4 \quad (III.2.d)$$

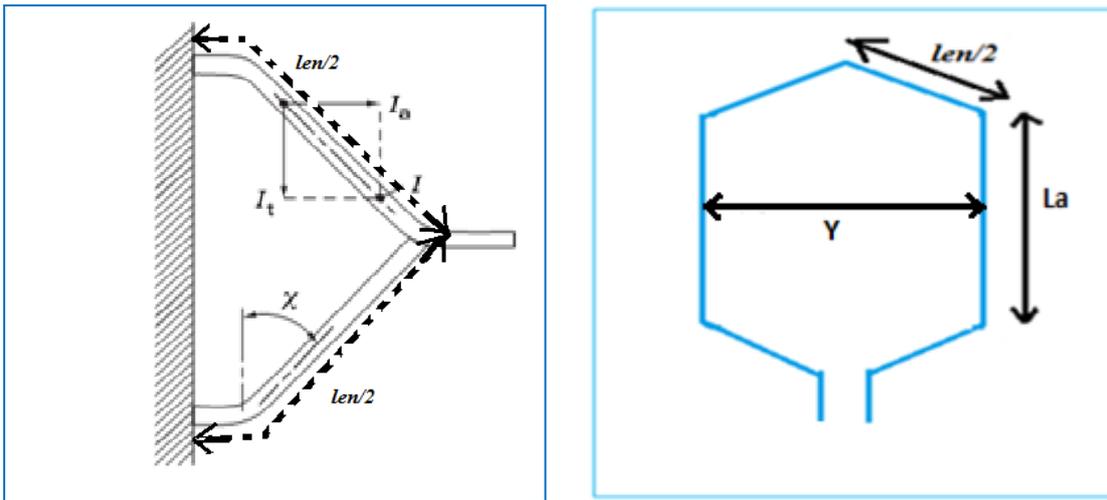


Figure. III.2 : Représentation d'une tête de bobine et de la longueur active

III.2.3. Résistance de la cage rotorique

La cage rotorique est formée des barres en court-circuit à travers deux anneaux tel que montre par la figure III.3.

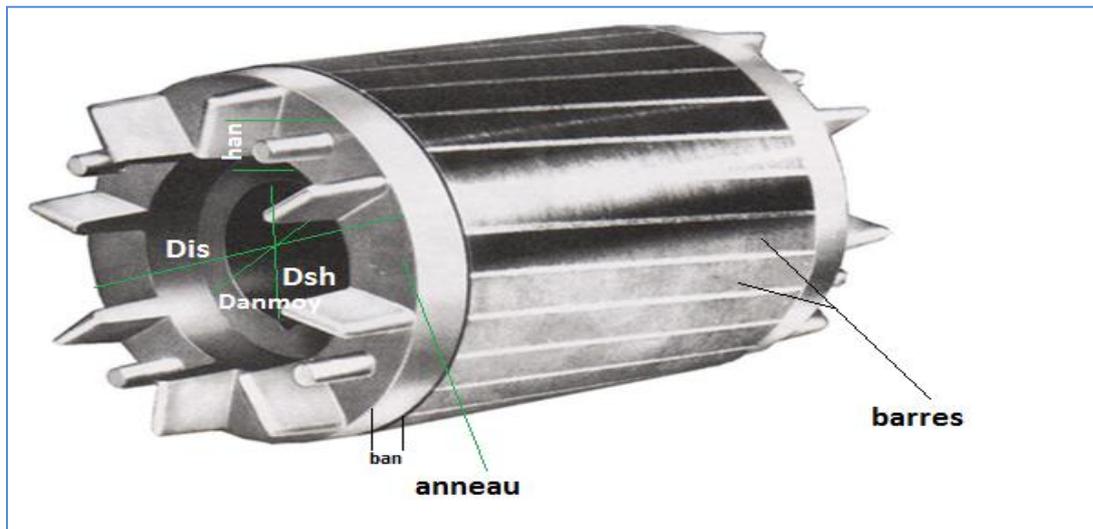


Figure. III.3 : cage d'écureuil

Résistance de la barre

La résistance de la barre tenant compte de la correction due à l'effet de peau est calculée de la formule suivante : [13]

$$R_b = \frac{\rho \cdot L_a \cdot K_{pp}}{S_b} \quad (\text{III.3})$$

Avec:

K_{pp} : Facteur de pénétration des courants, il prend en considération l'effet pelliculaire au démarrage des moteurs. Dans les petits moteurs, il est égal à l'unité, car l'effet de peau est négligeable. [13].

$$K_{pp} = \xi_p \cdot \frac{sh(2.\xi_p) + \sin(2.\xi_p)}{ch(2.\xi_p) - \cos(2.\xi_p)} \quad (\text{III.3.a})$$

Où

$$\xi_p = h \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot g \cdot f}{\rho}} \quad (\text{III.3.b})$$

h : hauteur de la barre dans le cas du rotor à cage.

g : Glissement.

III.2.4. Résistance d'une portion de l'anneau

Elle est donnée par la formule suivante :

$$R_{an} = \frac{\rho \cdot 2\pi \cdot D_{annoy}}{S_2 \cdot S_{an}} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

Le diamètre moyen de l'anneau qui est donnée par [14] :

$$D_{annoy} = D_{re} - h_{an} \quad (\text{III.4.a})$$

$$R_{ph} = R_b + \frac{2R_{an}}{K_{red}^2} \quad \text{III.5.b})$$

Avec:

$$K_{red} = 2 \cdot \sin \frac{p \cdot \pi}{2 \cdot S_2} \quad \text{Pour } \frac{S_2}{2p} > 6$$

$$\text{Sinon } K_{red} = \frac{2\pi \cdot p}{S_2}$$

La résistance du rotor peut être ramenée au stator de la manière suivante [1], [13] :

$$R_r = M \cdot R_{ph} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$M = \frac{m}{S_2} \cdot \left(\frac{W_1 \cdot K_{enr1}}{W_2 \cdot K_{enr2}} \right)^2 \quad (\text{III.5.a})$$

$m_2 = S_2$: Nombre de phase au rotor qui est égal au nombre de barres.

$K_{enr2} = 1$: Facteur d'enroulement au rotor.

$W_2 = \frac{1}{2}$: Nombre de spire en série au rotor (une demi-barre pour le rotor à cage).

III.3. Calcul des réactances

III.3.1. Les différentes réactances de fuite

Le calcul de la réactance de fuite que se soit dans le stator ou bien au rotor passe par le calcul des différentes réactances de fuites dues aux différentes topologies d'encoches et des têtes de bobines.

A partir des trajets des lignes de flux utile et de dispersion on distingue les différentes réactances de fuite:

1. Réactance de fuite d'encoches (X_e).
2. Réactance de fuite des parties frontales (X_{ec}) (têtes des bobines pour le stator, l'anneau de court-circuit pour le rotor (X_{an})).
3. Réactance de fuite différentielle (X_{ds}), (X_{dr}).
4. Réactance zig zag (X_z).
5. Réactance de fuite de l'inclinaison des barres (X_i).

La réactance de fuite totale est calculée à partir de ces types de réactances de fuites.

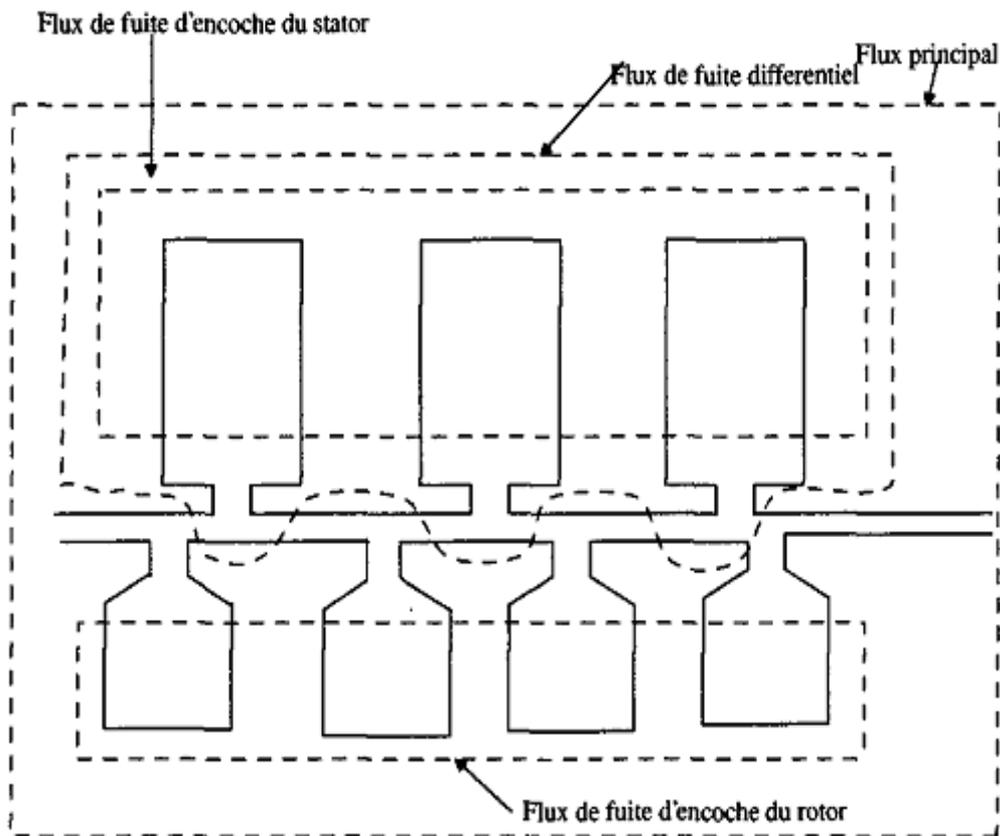


Figure. III .4 : Les flux de fuites principales dans la machine

III.3.2. Réactance de fuite au stator

Cette réactance de fuite est calculée à partir de la formule suivante : [3]

$$X_s = X_e + X_{ds} + X_{as} + X_z$$

Ou bien avec les perméances de fuites : [1]

$$X_s = \frac{4 \cdot \mu_{os} \cdot L_a \cdot W_1^2}{2 \cdot p \cdot q} (\lambda_e + \lambda_{ds} + \lambda_{as} + \lambda_z) \quad (\text{III.6})$$

III.3.2.1. Réactance d'encoche

La dispersion dans les encoches est due au flux de fuite qui se referme autour de l'encoche, et qui ne participe pas au flux commun. Les flux de fuites dans l'encoche dépendent de l'ouverture de l'encoche, de l'effet pelliculaire, du facteur de raccourcissement et de la géométrie de l'encoche. Chaque type d'encoches à son expression pour calculer sa propre réactance de fuite d'encoche [3] ,[4].

a. Encoche trapézoïdale semi fermée

Le calcul de la réactance de fuite de cette encoche (Fig. III.5) se fait avec la formule suivante : [3]

$$X_e = \mu_0 \cdot Cs^2 \cdot La \left(\frac{2(h_s - e_1)}{3(b_{s1} + b_{s2})} + \frac{e_1}{b_{s1}} + \frac{h_w}{b_{s1} - b_{os}} \cdot \ln \frac{b_{s1}}{b_{os}} + \frac{h_{os}}{b_{os}} \right) \quad (\text{III.7})$$

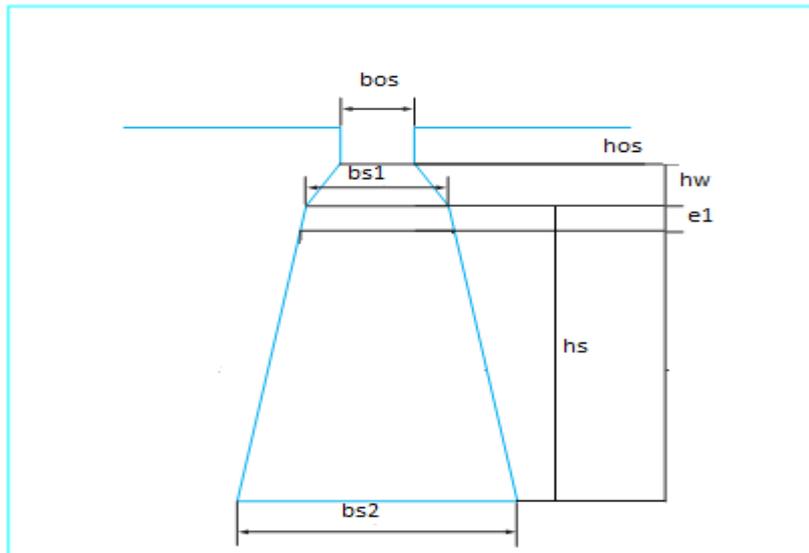


Figure III.5 : Encoche trapézoïdale semi fermée

b. Encoche rectangulaire ouverte

La réactance de fuite de cette encoche (voir Fig. III.6) est donnée par la formule suivante : [3]

$$X_e = \frac{\mu_0 \cdot Cs^2 \cdot La}{b_{s1}} \left(\frac{h_s - e_3}{3} + h_w \right) \quad (\text{III.8})$$

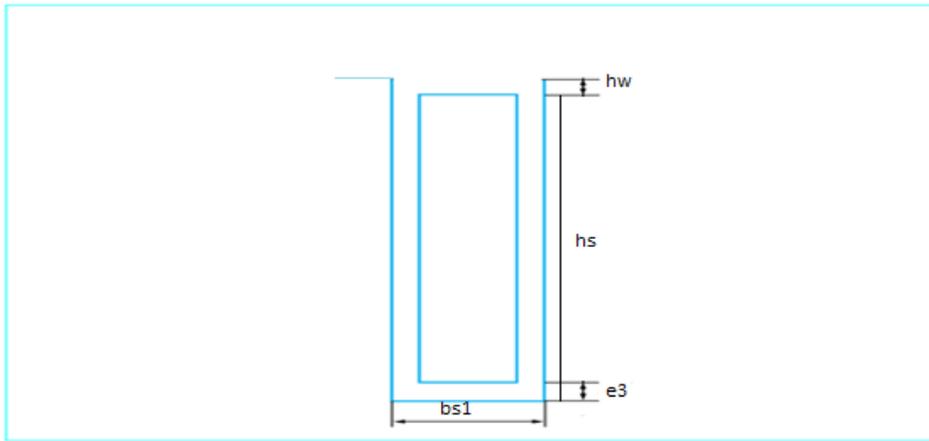


Figure.III.6 : Encoche rectangulaire ouverte

c. Encoche rectangulaire semi fermée

La réactance de cette encoche (Fig.III.7) est donnée par l'expression suivante :

$$X_e = \mu_0 \cdot C S^2 \cdot L_a \left(\frac{h_s - (e_1 + b)}{3b_{s1}} + \frac{e_1}{b_{s1}} + \frac{h_w}{b_{s1} - b_{os}} \cdot \ln \frac{b_{s1}}{b_{os}} + \frac{h_{os}}{b_{os}} \right) \quad (III.9)$$

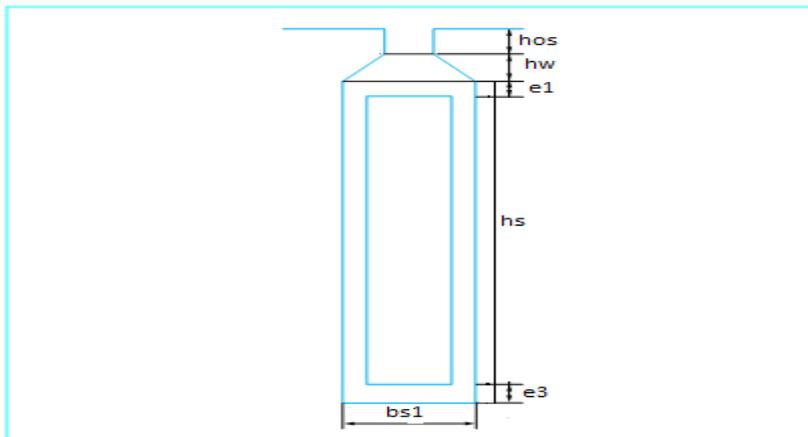


Figure .III.7 : Encoche triangulaire semi fermée

d. Encoche ronde

Sa réactance de fuite est donnée par l'expression suivante : [3]

$$X_e = \mu_0 \cdot C S^2 \cdot L_a \left(0.66 + \frac{h_{os}}{b_{os}} \right) \quad (III.10)$$

III.3.2.2. Réactance de fuite différentielle

Dans le calcul des réactances de la machine, on ne tient compte que de la composante fondamentale du flux dans l'entrefer pour une simplification des expressions mathématiques et une précision acceptable. Dans le cas réel, on constate qu'au terme fondamental viennent se superposer les harmoniques d'espaces dus essentiellement à la présence des encoches et le nombre de phases fini. La Figure. III.8.a illustre la forme en escalier d'une phase de la FMM.

En augmentant le nombre d'encoches cette courbe se rapproche d'une courbe continue sinusoïdale.

Si on relie les milieux des escaliers on obtiendra la forme de la courbe ABCDE qui se rapproche de la courbe A₁B₁C₁D₁E de la Figure. III.8.b qui est le fondamental. La différence entre ces deux courbes constitue le flux de fuite différentiel qui conduit à l'inductance de fuites différentielle de phase. [3]

La réactance de fuite différentielle qui engendre ce phénomène est calculé comme suit : [1]

$$X_{ds} = \frac{4\mu_0 \cdot \omega_s \cdot L_a \cdot W_1^2}{2p \cdot q} \lambda_{ds} \quad (\text{III.11})$$

Avec la Perméance de fuite différentielle :

$$\lambda_{ds} = \frac{0.9\tau_s \cdot q^2 \cdot k_{enr1} \cdot S_c \cdot \delta_{ds}}{K_c \cdot d \cdot K_{st}} \quad \text{III.11.a)}$$

Avec :

$$S_c = 1 - 0.033 \frac{b_{os}^2}{d \cdot \tau_s} \quad (\text{III.11.b})$$

δ_{ds} : Prend plusieurs valeurs selon le nombre d'encoches par pôle et par phase comme le montre le tableau suivant. [1].

Nombre d'encoche par phase et par pole	δ_{ds}	Nombre d'encoche par phase et par pole	δ_{ds}
8	$\frac{0.11\sin\phi_1 + 0.28}{100}$	3	$\frac{0.18\sin\phi_1 + 1.24}{100}$
6	$\frac{0.11\sin\phi_1 + 0.41}{100}$	2	$\frac{0.25\sin\phi_1 + 2.26}{100}$
4	$\frac{0.14\sin\phi_1 + 0.71}{100}$	1	$\frac{9.5}{100}$

Tableau. III.1 : Calcul de δ_{ds}

Avec :

$$\phi_1 = \pi(6\beta - 5.5)$$

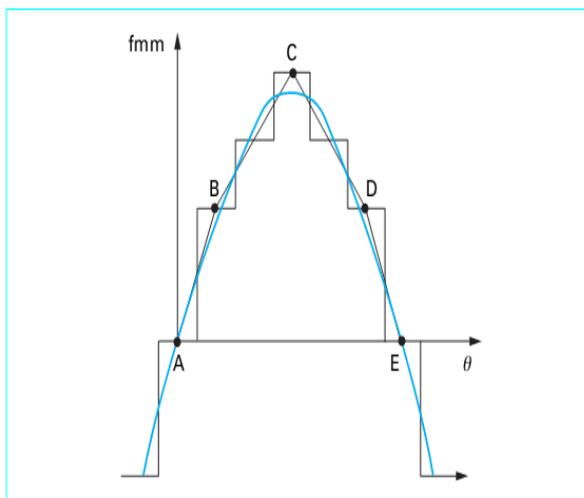


Figure. III.8.a : FMM de phase

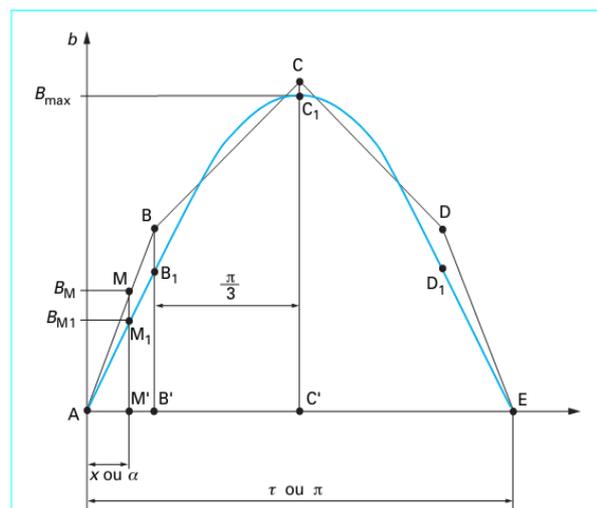


Figure. III.8.b : Flux différentiel de phase [3]

III.3.2.3. Réactance de fuite des têtes des bobines

Le calcul de la dispersion des têtes de bobines est fait d'une manière approximative, car les lignes de flux à ce niveau sont distribuées d'une manière compliquée, il y a une grande influence entre les têtes de bobines et la masse de fer voisine [3] :

Elle est calculée à partir de l'équation suivante :

$$X_{ec} = \frac{4\mu_0 \cdot \omega_s \cdot La \cdot W_1^2}{2p \cdot q} \lambda_{ec} \tag{III.12}$$

Avec la perméance frontale des têtes des bobines

$$\lambda_{ec} = 0,34 \frac{q}{L_a} (l_{en} - 0,64\beta \cdot \tau_s) \quad (\text{III.12.a})$$

III.3.2.4. Réactance de fuite zig – zag

La réactance de fuite zig – zag est produite par la différence entre le flux réel produit par le nombre d'encoches fini et celui que l'on aurait si le nombre d'encoches été infini. Elle est donnée par l'expression suivante : [3]

$$X_z = \mu_0 \cdot L_a \cdot C_s \cdot \frac{\tau_s - b_{os}}{8 \cdot d \cdot \tau_s} \quad (\text{III.13})$$

III.3.3. Réactances de fuite au rotor

Le calcul de la réactance de fuite au rotor passe par les mêmes étapes que celle du stator, on ajoute les fuites dues à l'inclinaison des barres du rotor :

III.3.3.1. Réactance de fuite du rotor

Elle est calculée de la manière suivante : [1]

$$X_{r1} = 2\pi \cdot f \cdot L_a \cdot 10^{-9} \cdot (K_x \cdot \lambda_r + \lambda_{rd} + \lambda_{an} +) + X_i \quad (\text{III.14})$$

Avec :

$$K_x = \frac{3}{2 \cdot \text{epsil}} \quad (\text{III.14.a})$$

Avec:

$$\text{epsil} = B_s \cdot h_r \quad \text{et} \quad B_s = \sqrt{\frac{\omega_s \cdot \mu_0}{2 \cdot \rho}} \quad (\text{III.14.b})$$

La réactance ramenée au stator peut être calculée comme suit : [1]

$$X_r = \frac{4 \cdot m \cdot W_1 \cdot K_{enr1} \cdot X_{r1}}{S_2} \quad (\text{III.15})$$

III.3.3.2 Réactance de fuite d'encoche

Le calcul de cette réactance change d'un type d'encoche à une autre comme dans le calcul fait dans les encoches du stator, moyennant des modifications dans les dimensions de l'encoche du stator par celle du rotor.

III.3.3.3. Perméances de fuite différentielle

Elle est calculée par l'équation suivante : [1]

$$\lambda_{rd} = \frac{0.9 \tau_r \cdot \delta_{dr}}{K_c \cdot d} \frac{S_2}{(6p)^2} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\delta_{dr} = 9 \frac{12p}{(2 \cdot S_2)^2 \cdot 100}$$

III.3.3.4. Perméance de fuite dans l'anneau

Elle est calculée de la formule : [1]

$$\lambda_{ra} = \frac{6(D_{annoy} - h_{an})}{S_2 \cdot L_a \cdot 4 \sin^2\left(\frac{\pi \cdot p}{S_2}\right)} \cdot \frac{\log(28 \cdot (D_{annoy} - h_{an}))}{h_{an} + 2b_{an}} \quad (\text{III.17})$$

III.3.3.5. Réactance de fuite de l'inclinaison des barres

Les harmoniques du champ magnétique dû à la présence des encoches ont pour effet de créer les couples harmoniques qui présentent des pertes supplémentaires des machines asynchrones. L'inclinaison des encoches (voir Fig. III.10) fait en sorte que le flux soit lissé sur la longueur active du circuit magnétique. L'inclinaison faite au stator par exemple a pour effet de réduire les bruits et les vibrations et de lisser le couple électromagnétique et de réduire les harmoniques des forces électromotrices induites. Mais elle a également pour effet de créer des fuites dites fuites d'inclinaison, elle est donnée par la formule [3] :

$$X_i = X_m \cdot \left(1 - \frac{\sin^2\left(\frac{\alpha_3}{2}\right)}{\left(\frac{\alpha_3}{2}\right)^2} \right) \quad (\text{III.18})$$

Avec :

α_3 : angle d'inclinaison des barres du rotor.

X_m : Réactance magnétisante.

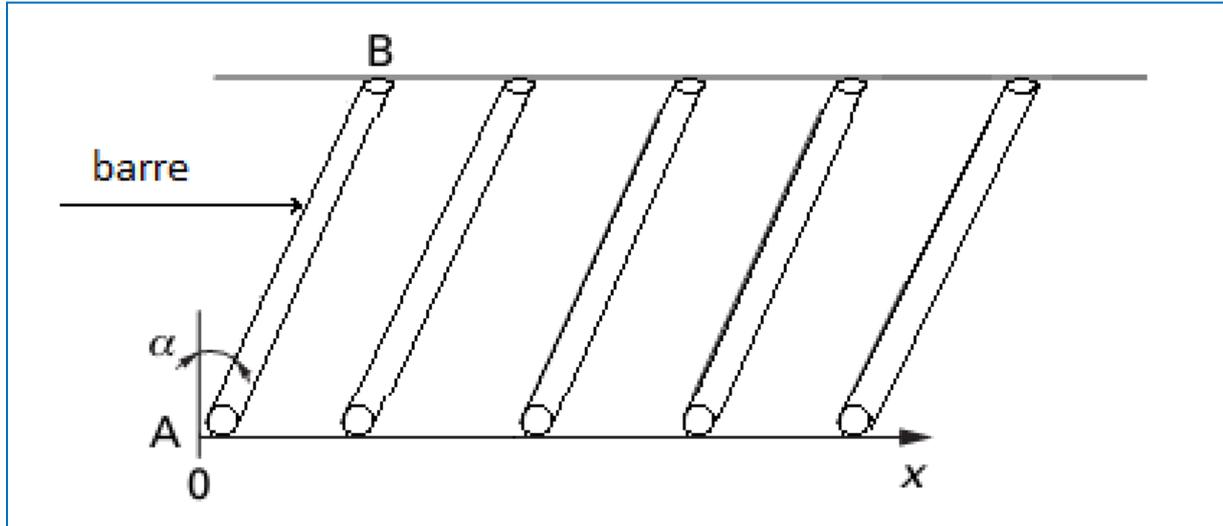


Figure. III.10 : inclinaison des encoches [3]

III.4. La réactance magnétisante

Elle est calculée à partir de l'expression suivante : [1]

$$X_m = \sqrt{\left(\frac{V}{I_{mu}}\right)^2 - R_s^2 - X_s} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

I_{mu} : Le courant magnétisant, il est calculé par la formule suivante : [8]

$$I_{mu} = \frac{(2p) \cdot K_f \cdot F_T}{m \cdot W_1 \cdot K_{enr1}} \quad (\text{III.20})$$

La réactance magnétisante peut être calculée à partir des dimensions de la machine comme le montre la formule suivante : [42]

$$X_m = \frac{2 \cdot m \cdot f \cdot K_{enr1}^2 \cdot W_1^2 \cdot L_a \cdot D_{is}}{p^2 \cdot d \cdot K_c} \quad (\text{III.21})$$

Le calcul de la résistance modélisant les pertes à vide se calcul comme suit :

$$R_m = \frac{\sqrt{2}}{4\pi} \frac{2}{D_{is} \cdot f \cdot K_{enr1} \cdot W_1 \cdot L_a} \quad (\text{III.22})$$

III.5. Evaluation des pertes

A partir de la causalité entre les phénomènes électrique, magnétique, mécanique et thermique on connaît parfaitement les transferts ente les composants de la machine et les pertes engendrées.

II.5.1. Bilan énergétique

A base du calcul des différentes pertes on peut aboutir a tracer un schéma qui symbolise les différentes puissances d'entré et de sortie et l'ensemble des pertes, le schéma suivant (fig. III.8) illustre ces différentes puissances et pertes pour le stator et le rotor :

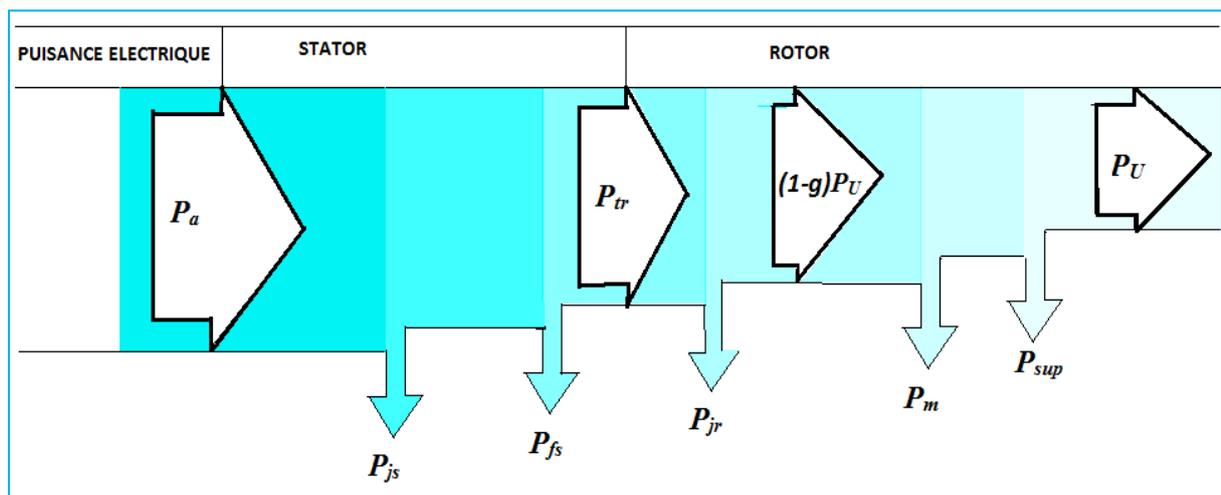


Figure .III.11 : Bilan des puissances

P_a : La puissance électrique absorbée (fournie à la machine)

P_u : La puissance utile (puissance mécanique)

P_{js} : Les pertes par effet joule dans les conducteurs du bobinage du stator

P_{fs} : Les pertes dans le fer du stator

P_{jr} : Les pertes par effet joule dans les barres et les aneaux de court circuit du rotor

P_{fr} : Les pertes dans le fer du rotor (on néglige ces pertes car elles sont faible)

P_{mec} : Les pertes mécaniques (due à l'inertie, frottement, ventilation ...)

P_{sup} Les pertes supplémentaires

III.5.2. Les pertes dans le circuit magnétique

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

Ces pertes regroupent essentiellement les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault. Les pertes par hystérésis correspondent à la variation de l'orientation des moments magnétiques des atomes associés (domaine de Weiss) sous l'effet de la variation du champ magnétique appliqué, ce sont des pertes volumiques qui ont l'effet d'augmenter la température du matériau. Tant dis que les pertes par courant de Foucault correspondent à un déplacement des électrons libres du matériau sous l'effet de la variation du champ magnétique.

Elles sont données par l'équation suivante :

$$P_{fer} = K \cdot p_0 \cdot \left(\frac{f}{50}\right) \cdot B^{1.7} \cdot M \quad (\text{III.23})$$

Avec:

K : facteur qui tient compte de la qualité de fabrication du matériau (défauts de fabrication), il est compris entre 1.6 et 1.8.

p_0 : représente les pertes spécifique au matériau, elle est donnée en [W/Kg].

f : la fréquence [Hz]

B : induction dans le circuit magnétique [T].

M : la masse du circuit magnétique donnée en [Kg].

III.5.3. Les pertes par effet Joule

Les pertes par effet Joule représentent les pertes ohmiques dans les conducteurs du bobinage statorique et les barres et les anneaux de court-circuit dans la cage rotorique, et plus généralement dans toutes les parties conductrices de la machine. Elles dépendent du courant d'alimentation et de la résistance du bobinage qui n'est pas constante, car elle dépend de la résistivité du matériau qui varie suivant la température. Ces pertes se traduisent par une perte d'énergie sous une forme de chaleur.

III.5.3.1. Les pertes Joule au stator

Ces pertes représentent les pertes électriques dans les conducteurs des enroulements statorique elles sont données par l'expression suivante :

$$P_{js} = m \cdot R_s \cdot (I_s)^2 \quad (\text{III.24})$$

Avec :

I_s : Courant dans une phase du stator

III.5.3.2. Les pertes Joule au rotor

Ces pertes représentent les pertes électriques dans les barres et les anneaux de court circuit, qui sont proportionnelle au carré du courant qui les traverse, ces pertes sont données par l'expression suivante :

$$P_{jr} = m_2 \cdot R_r \cdot I_r^2 \quad (\text{III.25})$$

I_r : Le courant rotorique.

R_r : résistance d'une phase du rotor.

m_2 : nombre de barre au rotor.

III.5.4. Les pertes mécaniques

Ces pertes sont proportionnelles au couple de frottement et à la vitesse de rotation et elles sont indépendantes de la charge. Ces pertes sont faibles par rapport aux pertes joules et aux pertes fer, elles peuvent être estimées à partir des formules empiriques ou bien à partir d'un pourcentage qui est de 3.5% de la puissance utile pour les moteurs de 4KW à 1800 tr/min à 1% pour les moteurs de 150 à 200KW 450tr/min.

III.5.5. Pertes supplémentaire

C'est des pertes dans le cuivre et le fer :

III.5.5.1. Les pertes dans le fer

Les pertes supplémentaires dans le fer sont causées par les pulsations du flux et les pertes superficielles. Les premières sont dues à la variation de la position des encoches statorique et les encoches rotorique, et les pertes superficielles sont dues à l'induction magnétique influée par les encoches et la variation du flux dans les dents.

III.5.5.2. Les pertes supplémentaires dans le cuivre

Ces des pertes causées par l'effet pelliculaire au niveau du rotor, à travers la naissance du courant induit au niveau de la cage à des fréquences différentes de celle du glissement.

Les pertes supplémentaires sont estimées à 0.5 jusqu'à 0.7% de la puissance utile.

III.6. Les puissances

III.6.1. La puissance transmise à l'arbre

La puissance transmise à l'arbre se calcule facilement en retranchant les pertes associées au stator telle que les pertes Joule et les pertes fer de la puissance absorbée, elle représente la puissance disponible à travers l'entrefer, elle est donnée comme suit :

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad (\text{III.26})$$

III.6.2. La puissance utile

La puissance utile représente le taux de puissance électrique convertie en énergie mécanique, elle est donnée par l'expression suivante :

$$P_u = P_a - P_{tot} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

P_{tot} : La somme des pertes.

$$P_{tot} = \sum \text{pertes}$$

III.7. Le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est calculé à partir de la puissance électromagnétique, sa formule est la suivante :

$$C_{em} = C_m = \frac{P_{ele}}{\Omega} = \frac{3V^2 \cdot X_s^2 \cdot R_r \cdot g}{\Omega(R_r \cdot R_s - g \cdot X_r \cdot X_s)^2 + (R_r \cdot X_s + g \cdot R_s \cdot X_r + g \cdot X_s \cdot R_s)^2} \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$P_{ele} = P_{tr} - P_{jr} \quad (\text{III.28.a})$$

Ω : la vitesse mécanique de la machine.

III.8. Rendement

Le rendement peut être facilement calculé à partir de l'expression suivante :

$$n_n = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum \text{pertes}}{P_a} \quad (\text{III.30})$$

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi les différentes expressions qui permettent le calcul des différents paramètres électriques de la machine à savoir les résistances et les réactances. Nous avons aussi présentés les expressions nous indiquant l'évaluation des performances de la machine. Le prochain chapitre sera consacré au développement du modèle mathématique qui va nous permettre de faire la modélisation de la machine asynchrone afin d'arriver à poser un programme qui va faire une simulation du régime transitoire de la machine.

Chapitre IV :

Modélisation de la

machine asynchrone

VI.1. Introduction

L'utilisation de la machine asynchrone est en plein engouement, elle dépasse largement les 80% [11], c'est une composante clé dans la plupart des équipements industriels comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie, grâce à sa robustesse et à ces hautes performances.

Mais comme tout système électrique, le moteur asynchrone n'est pas infallible, il n'est pas à l'abri d'un dysfonctionnement ou d'une panne inattendue, il peut subir plusieurs contraintes que sa soit électriques, mécaniques ou bien magnétiques (surcharge, excentricité du rotor, usure des enroulements...) qui peuvent causer des détériorations, des chutes de performances, affectant sa durée de vie.

Pour régler les problèmes liés aux moteurs on trouve plusieurs méthodes de modélisation. Elles sont utilisées pour examiner l'ensemble de contraintes telles que la commande, la conception ou la surveillance. Dans notre cas, on s'intéressera au modèle simulant le comportement de la machine asynchrone en vue de ses propres dimensions de construction.

Le moteur asynchrone peut être modélisé selon plusieurs méthodes différentes, répendant aux objectifs recherchés telle que :

- Les modèles en grandeur de phase, qui est bâti sur les équations différentielles à coefficient périodique régissant le fonctionnement de la machine, ces modèles sont utilisés pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles établis par la transformation de Park, utilisé généralement pour l'étude des régimes transitoires
- Les méthodes des éléments finis qui est basée sur le découpage du circuit électrique par des triangles de dimensions faibles afin de considérer la linéarité sur le long de la surface du circuit magnétique. L'utilisation des équations de Maxwell par la suite permettent la résolution de ce problème
- Les modèles des circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC) qui est utilisée dans ce chapitre et qui sera définie par la suite.

IV.2. Modélisation de la machine asynchrone à cage dans le repère naturel

Pour cette méthode de modélisation, nous allons considérer une machine bipolaire, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectue en divisant les angles mécaniques par le nombre de paire de pôles, on parlera alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois phase identiques diphasées de $\frac{2\pi}{3}$ tandis que le rotor sera constitué de S2 barre court-circuité par les anneaux.

IV.2.1. La méthode des circuits électriques magnétiquement couplés CEMC

Dans les années précédentes, les programmes de simulations ne pouvaient pas se passer de la transformé de Park ou de celle de Clarke pour pouvoir faire une simulation de la machine dans des temps relativement courts. De nos jours et grâce aux outils informatiques doté de processeur ultra performant, ce calcul peut se passer de ces transformés et de faire des calculs qui rassemblent tous les paramètres de la machine que sa soit électriques ou bien magnétiques. Le couplage de ces paramètres a donné naissance à la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés qui se base sur la représentation des bobinages du stator et les barres et les anneaux de court circuit du rotor de la machine par des circuits électriques introduits dans le repère naturel dont les inductances propres et mutuelles sont calculées en utilisant les fonctions de bobinages issues des expressions analytiques du dimensionnement des machine asynchrone.

IV.2.2. Hypothèses simplificatrices :

Dans le but d'avoir des expressions plus simples des inductances une série d'hypothèses simplificatrices sont posées à savoir :

- L'effet d'encoche est négligé ce qui nous mène à poser que l'épaisseur de l'entrefer est constante.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- A ces deux hypothèses on ajoute que la répartition du flux magnétique crée par chacune des phases suit une loi sinusoïdale.

Dans le cadre des équations simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine seront détaillées dans ce qui suit.

IV.2.3. Equations générales de la machine

A partir des deux schémas électriques représentés dans les figures [IV.1], [IV.2] qui illustrent les différents paramètres électriques au niveau du rotor et du stator, on peut écrire les équations électriques liées à ces derniers.

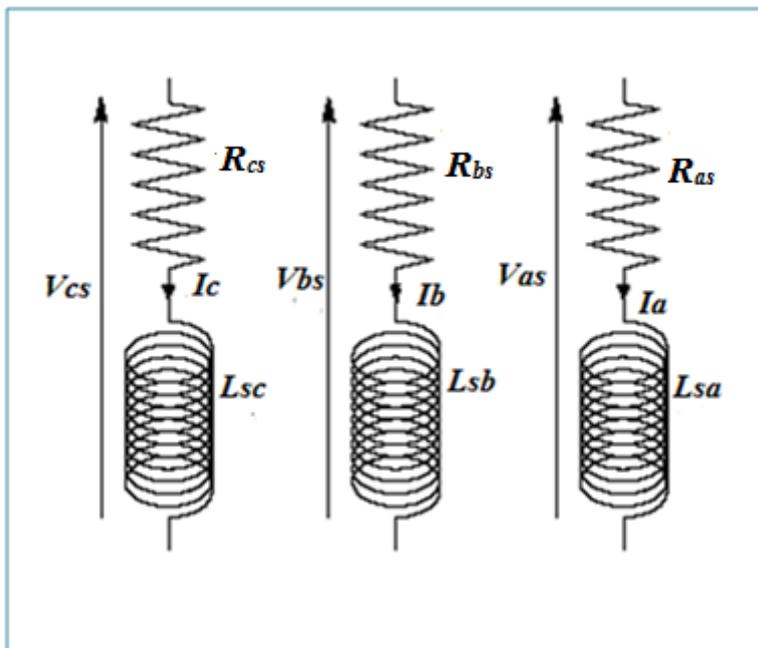


Figure. IV.1 : schéma électrique équivalent des trois phases du stator

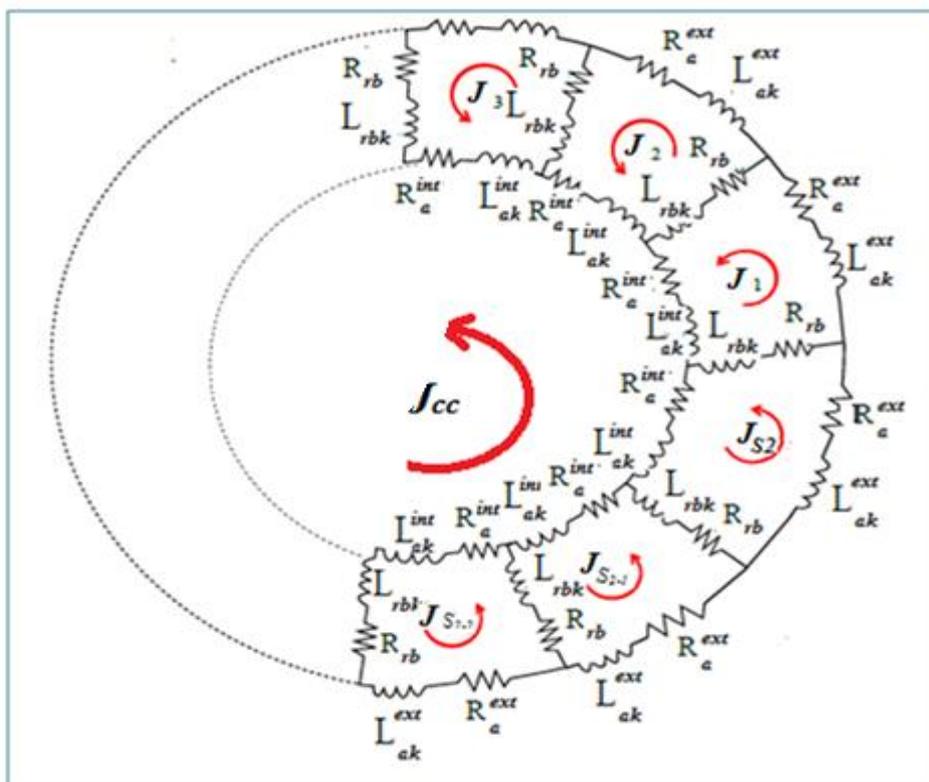


Figure. IV.2 : schéma équivalent des barres du rotor

IV.2.3.1. Equation électrique :

a. Equation du stator :

Le Stator à étudier est un stator triphasé composé de $S1$ encoches. Chaque phase statorique est composée de plusieurs bobines logées dans les encoches. La fig. IV.1 précédente donne le schéma électrique équivalent des trois phases.

Sont équation est donnée par l'expression :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (IV.1)$$

Ou bien avec l'écriture détaillée

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} + R_s \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (VI.2)$$

Avec :

R_s : Matrice des résistances du stator, elle est donnée comme suit :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \quad (VI.3)$$

Avec :

$$R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s$$

En plus du couplage magnétique mutuel entre les trois phases du stator, l'équation suivante montre le couplage magnétique entre le stator et les mailles considérées au rotor :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [M_{sr}][J_r] \quad (VI.4)$$

Avec :

$[J_r]$: Le vecteur des courants au rotor, il est donné sous la forme :

$$[J_r] = [J_1, J_2, \dots, J_{S2}, J_{cc}]$$

$[L_s]$: Matrice des inductances propres et mutuelles au stator elle est donnée comme suit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{sb} & M \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.5})$$

Avec :

$L_{sa} = L_{sb} = L_{sc}$: Inductance propre d'une phase du stator.

M : Inductance mutuelle max entre deux phases du stator.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre les trois phases du stator et les mailles du rotor, elle est donnée comme suit :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{asr_1} & M_{asr_2} & \dots & M_{asr_k} & \dots & M_{asr_{S2}} & M_{asr_{cc}} \\ M_{bsr_1} & M_{bsr_2} & \dots & M_{bsr_k} & \dots & M_{bsr_{S2}} & M_{bsr_{cc}} \\ M_{csr_1} & M_{csr_2} & \dots & M_{csr_k} & \dots & M_{csr_{S2}} & M_{csr_{cc}} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.6})$$

Avec l'écriture détaillée :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1S2} & \dots & f_{1S2+1} \\ f_{21} & f_{22} & \dots & f_{2S2} & \dots & f_{2S2+1} \\ f_{31} & f_{32} & \dots & f_{3S2} & \dots & f_{3S2+1} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.7})$$

Avec :

$$f_{1i} = \cos(p.\theta + (i-1).\alpha) \text{ pour } i = 1 \dots (S2+1) \quad (\text{VI.7.a})$$

$$f_{2i} = \sin\left(p.\theta + \frac{2\pi}{3}(i-1).\alpha\right) \quad (\text{VI.7.b})$$

$$f_{3i} = \sin\left(p.\theta - \frac{2\pi}{3}(i-1).\alpha\right) \quad (\text{VI.7.c})$$

b. Équation du rotor

La cage d'écurueil à étudier se compose de S2 barre ou encoches (voir fig. IV.2 précédente), elle peut se décomposer en (S2+1) circuits électriques rotorique indépendants. Si nous considérons deux barres adjacentes et les deux segments d'anneau de court-circuit les reliant, nous aurons alors une boucle rotorique fermée qui peut être étudié sous forme d'un circuit électrique. Un des anneaux de court circuit présente une boucle supplémentaire ce qui augmente le nombre total de boucle à (S2+1) boucles au niveau du rotor.

Les équations sont données comme suit :

$$[V_r] = 0 = [R_r] \cdot [J_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (\text{VI.8})$$

Avec :

$[R_r]$: Matrice des résistances au rotor :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{rt_1} & -R_{rb_1} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & -R_{rS2} & -R_{a_1} \\ -R_{rb_1} & R_{rt_2} & -R_{rb_2} & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & -R_{a_2} \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{rb_{k-1}} & R_{rt_k} & -R_{rb_k} & \dots & 0 & 0 & -R_{a_k} \\ \vdots & \vdots \\ -R_{rbS2} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{rb_{S2-1}} & -R_{rt_{Nr}} & -R_{a_{S2}} \\ -R_{a_1} & -R_{a_2} & -R_{a_3} & \dots & -R_{a_{k-1}} & -R_{a_k} & -R_{a_{k+1}} & \dots & -R_{a_{S2-1}} & -R_{aS2} & \sum_{k=1}^{S2} R_{a_k} \end{bmatrix}$$

... (VI.9)

Avec :

$$R_{rtk} = R_{rb(k-1)} + R_{rbk} + 2R_a^{ext} + R_a^{int} \quad (VI.10)$$

Avec :

R_{rbk} : Résistance de la $K^{\text{ème}}$ barre

R_a^{ext} : Résistance de l'anneau extérieur.

R_a^{int} : Résistance de l'anneau intérieur.

Dans notre cas c'est-à-dire le régime sain de la machine, la résistance de la barre est la même pour toutes les barres et la résistance de l'anneau extérieur est égale à celle de l'anneau intérieur.

$$R_a^{int} = R_a^{ext} = R_a$$

$[\Phi_r]$: Matrice des flux, elle est donnée comme suit :

$$[\Phi_r] = [\Phi_{r1}, \Phi_{r1}, \dots, \Phi_{rS2}, \Phi_{rcc}] \quad (VI.11)$$

Où :

$$[\Phi_r] = [L_r] \cdot [j_r] + [M_{rs}] \cdot [is]$$

(VI.12)

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles entre les mailles du rotor et les phases du stator.

Où :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (VI.13)$$

$[L_r]$: Inductance globale des inductances au rotor qui est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 [L_r] = & \begin{bmatrix}
 L_{r_1} & M_{r_1 r_2} - L_{fb_1} & M_{r_1 r_3} & \dots & M_{r_1 r_{k-1}} & M_{r_1 r_k} & M_{r_1 r_{k+1}} & \dots & M_{r_1 r_{S2-1}} & M_{r_1 r_{S2}} - L_{fb_{S2}} & -L_{a_1} \\
 M_{r_2 r_1} - L_{fb_1} & L_{r_2} & M_{r_2 r_3} - L_{fb_2} & \dots & M_{r_2 r_{k-1}} & M_{r_2 r_k} & M_{r_2 r_{k+1}} & \dots & M_{r_2 r_{S2-1}} & M_{r_2 r_{S2}} & -L_{a_2} \\
 \vdots & \vdots \\
 M_{r_k r_1} & M_{r_k r_2} & M_{r_k r_3} & \dots & M_{r_k r_{k-1}} - L_{fb_{k-1}} & L_{r_k} & M_{r_k r_{k+1}} - L_{fb_k} & \dots & \dots & 0 & -L_{a_k} \\
 \vdots & \vdots \\
 M_{r_{S2} r_1} - L_{fb_{S2}} & M_{r_{S2} r_2} & M_{r_{S2} r_3} & \dots & M_{r_{S2} r_{k-1}} & M_{r_{S2} r_k} & M_{r_{S2} r_{k+1}} & \dots & M_{r_{S2} r_{S2-1}} & L_{r_{S2}} & -L_{a_{S2}} \\
 -L_{a_1} & -L_{a_2} & -L_{a_3} & \dots & -L_{a_{k-1}} & -L_{a_k} & -L_{a_{k+1}} & \dots & -L_{a_{S2}} & -L_{a_{S2}} & \sum_{k=1}^{Nr} L_{a_k}
 \end{bmatrix} \\
 & \dots \text{(VI.14)}
 \end{aligned}$$

Avec :

L_{rrk} : Inductance propre de la K^{eme} maille du rotor.

$$L_{rrk} = L_{mbk} + L_{rbk-1} + L_{rbk} + L_{ak}^{int} + L_{ak}^{ext} \quad \text{(VI.15)}$$

Avec:

L_{mbk} : Inductance de fuite de la maille.

L_{rbk} : Inductance propre d'une barre du rotor. Dans le cas du régime sain sans défaillance l'inductance propre est la même pour toutes les barres.

$L_{ak}^{int} = L_{ak}^{ext} = L_{ak}$: Inductance propre de l'anneau intérieur et celle de l'anneau extérieur respectivement. Elle à la même valeur pour tous les anneaux sauf l'anneau de court-circuit (anneau S2+1) ou sa valeur est donnée par la formule :

$$L_{a(S2+1)} = \sum_{k=1}^{S2} L_{ak} \quad \text{(VI.16)}$$

Après avoir mis en place toutes les équations régissant le couplage électrique et magnétique, nous allons établir par la suite les expressions tenant compte du phénomène mécanique.

IV.2.3.2. Equation mécanique de la machine :

L'équation qui régit le phénomène mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \cdot \Omega \quad (\text{VI.17})$$

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{VI.18})$$

Avec :

C_r : couple de charge.

f_v, J : Coefficient de frottement et le moment d'inertie de la machine respectivement.

Le couple électromagnétique de la machine s'obtient à partir de la coénergie magnétique :

$$W = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_s \\ J_r \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ J_r \end{bmatrix} \quad (\text{VI.19})$$

L'expression du couple s'obtient en dérivant cette coénergie par rapport à l'angle que prend le rotor vis-à-vis du stator :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_s \\ J_r \end{bmatrix}^T \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ J_r \end{bmatrix} \quad (\text{VI.20})$$

IV.2.3.3. Equation d'état

A partir des équations (VI.4), (VI.12), (VI.15), (VI.18), (VI.19), (VI.20) on arrive à obtenir l'équation d'états qui regroupe tout les phénomènes qui agissent sur la machine telle que l'électrique, le magnétique et le mécanique :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \\ -C_r \\ [0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] & [S_0] & [S_0] \\ [M_{rs}] & [L_r] & [S_0] & [S_0] \\ [0] & [0] & J & 0 \\ [0] & [0] & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [J_r] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] & [0] & [0] \\ \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right] & [R_r] & [0] & [0] \\ C_{stator} & C_{rotor} & f_v & 0 \\ [0] & [0] & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [\dot{I}_s] \\ [\dot{J}_r] \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

... (VI.21)

Avec :

$$\left[\frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] = -M_{sr} \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & g_{1S2} \dots g_{1S2+1} \\ g_{21} & g_{22} & \dots & g_{2S2} \dots g_{2S2+1} \\ g_{31} & g_{32} & \dots & g_{3S2} \dots g_{3S2+1} \end{bmatrix} \quad (VI.22)$$

$$g_{1i} = p \cdot \Omega_r \sin(p \cdot \theta + (i-1) \cdot \alpha) \text{ pour } i = 1 \dots (S2+1)$$

$$g_{2i} = p \cdot \Omega_r \sin(p \cdot \theta + \frac{2\pi}{3} (i-1) \cdot \alpha)$$

$$g_{3i} = p \cdot \Omega_r \sin(p \cdot \theta - \frac{2\pi}{3} (i-1) \cdot \alpha)$$

$$C_{rotor} = 0.5 \cdot p \cdot [I_s] [H] \quad (VI.23)$$

$$C_{stator} = 0.5 \cdot p \cdot [I_r] [H]^T \quad (VI.24)$$

Avec :

$$[H] = M_{sr} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \dots & h_{1(S2+1)} \\ h_{21} & h_{22} \dots & h_{2(S2+1)} \\ h_{31} & h_{32} \dots & h_{3(S2+1)} \end{bmatrix} \quad (VI.24.a)$$

Avec :

$$h_{i} = \sin(p \cdot \theta + (i-1) \frac{p \cdot 2\pi}{S2})$$

$$h_{2i} = \sin(p.\theta + (i-1) \frac{p.2\pi}{S2}) \quad \text{Pour } i=1 \dots (S2+1)$$

$$h_{3i} = \sin(p.\theta + (i-1) \frac{p.2\pi}{S2})$$

IV.2.4. Expressions des inductances :

Le tableau suivant donne les expressions des différentes inductances :

Inductances	Expressions
Inductance propre d'une phase statorique	$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 S^2 \cdot R \cdot La}{\pi \cdot d \cdot p^2}$
Inductance mutuelle entre deux phases du stator	$M_s = -\frac{L_s}{2}$
Inductance magnétisante d'une maille statorique	$L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{sp} + L_{sf}$
Inductance mutuelle entre mailles au rotor non adjacentes	$L_{rjk}^{j \neq k} = (S2-1) \frac{2\pi\mu_0 \cdot R \cdot La}{d \cdot S2^2}$
Inductance entre mailles rotorique adjacentes	$L_{rk(k-1)} = L_{rk(k+1)} = L_{rjk}^{j \neq k} - L_{rb}$
Inductance propre d'une barre du rotor	$L_{rb} = (S2-1) \frac{2\mu_0 \cdot p \cdot R \cdot La}{d \cdot S2^2}$
Inductance mutuelle entre une phase du stator et une maille du rotor	$M_{sr} = L_{sr} \cos(p\theta + p \frac{2\pi}{S2})$ $L_{sr} = \frac{4\mu_0 S^2 \cdot R \cdot La}{\pi d \cdot p^2} \sin(p \frac{\pi}{S2})$

IV.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle mathématique de simulation d'une machine asynchrone à cage qui permet de comprendre le comportement des différents phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques et les relations de bases qui les relient telles que :

(le couple électromagnétique, courant, vitesse de rotation ...) lors de la conception d'une machine, et arriver à visualiser le régime transitoire de la machine en terme du courant, couple, vitesse dans un interface graphique offrant à la conception des moteurs un affichage des résultats de simulation du moteur dimensionné ce qui permet de mieux comprendre l'effet de dimensionnement sur les caractéristiques du moteur et d'introduire des

modifications dans le but d'ajuster et d'optimiser les valeur des paramètres de conception qui influencent sur les performances des moteurs en régime transitoire et permanent.

Chapitre V :
Résultats de la simulation

V.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons illustrés le résultat du programme à partir d’une plaque signalétique d’un moteur asynchrone de 2.2KW de puissance, les figures qui suivent démontrent les résultats du dimensionnement, les performances ainsi que l’étude du régime transitoire.

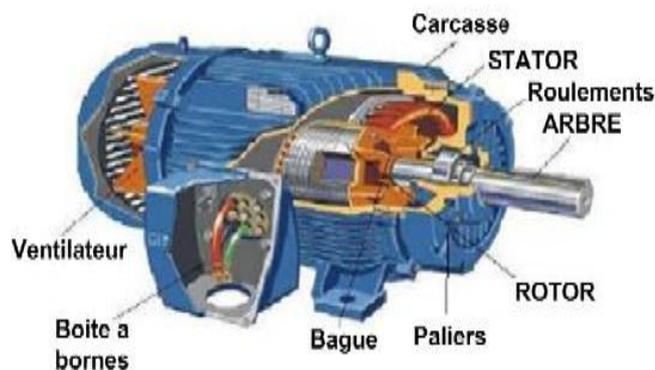
V.2. Résultats de simulation

V.2.1. Les dimensions géométriques et électriques

CAHIER DES CHARGES DU MOTEUR INDUCTION A CAGE (NEMA B)

- Tension Composee, $V = 380$ Volts
- Frequence du reseaux, $f = 50$ Hertz
- Puissance nominale $HP^*(746)$, $ps = 2200$ W
- Rendement nominal, $\eta = 80\%$
- Facteur de puissance nominal $\cos\phi = 81\%$
- Vitesse de rotation $n_m = 1438$ tr/min

- Nombre de phase du stator $m = 3$



MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

DIMENSIONS GEOMETRIQUES GLOBALES

- Diametre exterieur stator, $D_{sout} = 133.8905$ mm
- Diametre interieur stator, $D_{is} = 92.3383$ mm
- Diametre exterieur rotor, $D_{re} = 92.3378$ mm
- Diametre interieur rotor $D_{sh} = 32.3182$ mm
- Longueur circuit magnetique $l_a = 112.4096$ mm
- Epaisseur entrefer $d = 0.25607$ mm

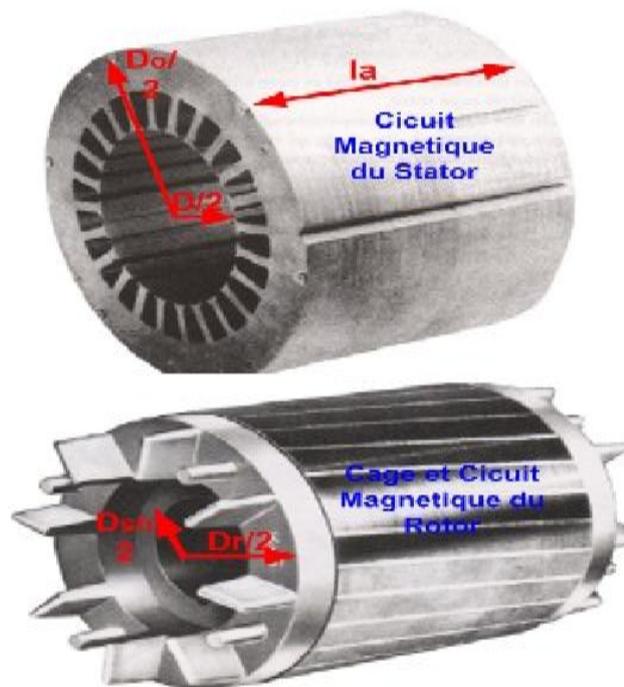


Figure. V.1 : Cahier des charges et les dimensions principales

Cette figure dans le calcul des principales dimensions le diamètre intérieur et extérieur de la machine et la longueur active du circuit magnétique.

DIMENSIONNEMENT DES ENCOCHES DU STATOR ET DES CONDUCTEURS :

Hauteur fente encoche, $h_{os} = 0.5$ mm

Largeur fente encoche, $b_{os} = 2$ mm

Largeur supérieur encoche, $b_{s1} = 4.1369$ mm

Largeur inférieur encoche, $b_{s2} = 5.7757$ mm

Hauteur encoche, $h_s = 8.192$ mm

hauteur de la dent, $h_{z1} = 9.692$ mm

hauteur de la culasse, $h_{sc} = 11.0841$ mm

Facteur de raccourcissement, $k_r = 0.98481$

Facteur de Distribution, $k_d = 0.9598$

Diamètre du conducteur, $Diam_{cond} = 0.95012$ mm

Section du conducteur, $S_{cond} = 0.709$ mm²

Nombre encoche stator, $S_1 = 36$ encoches

Conducteur par encoche stator, $C_s = 40$

Nombre de voie parallele, $a = 1$

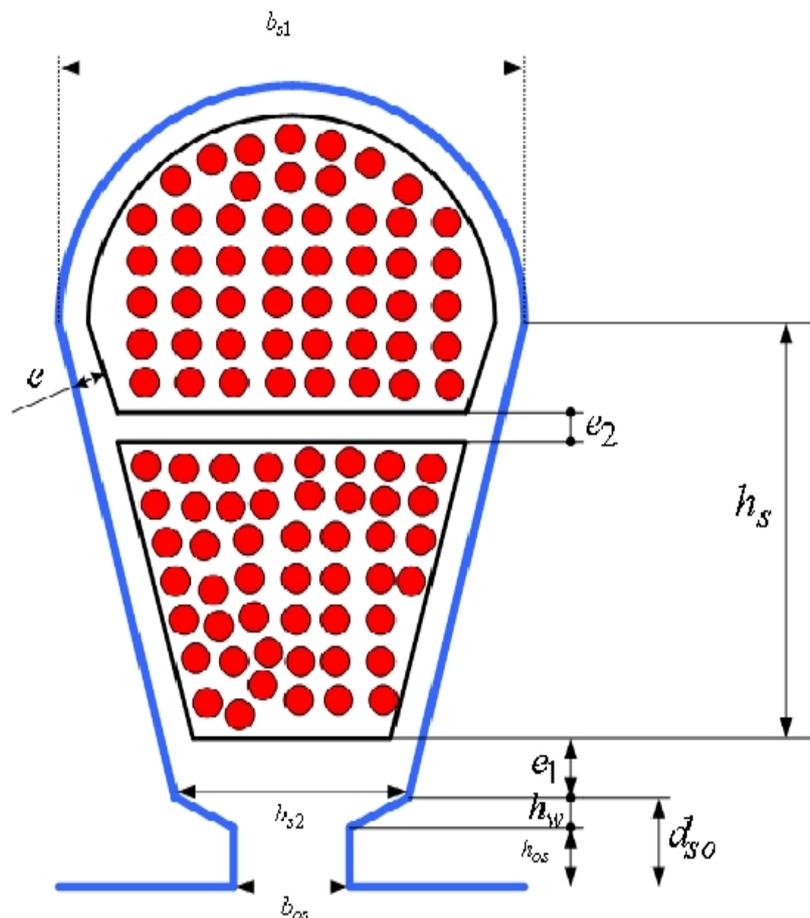


Figure. V.2 : Dimensions et données locales du stator

Cette figure nous indique toute les dimensions de l'encoche du stator à savoir sa hauteur, sa largeur max...etc.

DIMENSIONNEMENT DES ENCOCHES DU ROTOR

Hauteur fente encoche, $h_{or} = 0.5$ mm
 Largeur fente encoche, $b_{or} = 1$ mm
 Largeur inférieur encoche, $b_{r1} = 4.0667$ mm
 Largeur supérieur encoche, $b_{r2} = 7.4075$ mm
 Hauteur utile encoche, $h_r = 15.6744$ mm
 hauteur de la dent, $h_{z2} = 16.1744$ mm
 Hauteur de la culasse, $h_{rc} = 15.6744$ mm
 Nombre encoche stator, $S_2 = 28$ encoches

Epaisseur bague, $b_{an} = 8.5622$ mm
 hauteur anneau, $h_{an} = 18.6005$ mm
 Section de barre du rotor, $S_b = 85.0538$ mm²
 Section de la bague, $S_{an} = 159.2618$ mm²
 Diametre moyen de la bague, $D_{er} = 73.7372$ mm

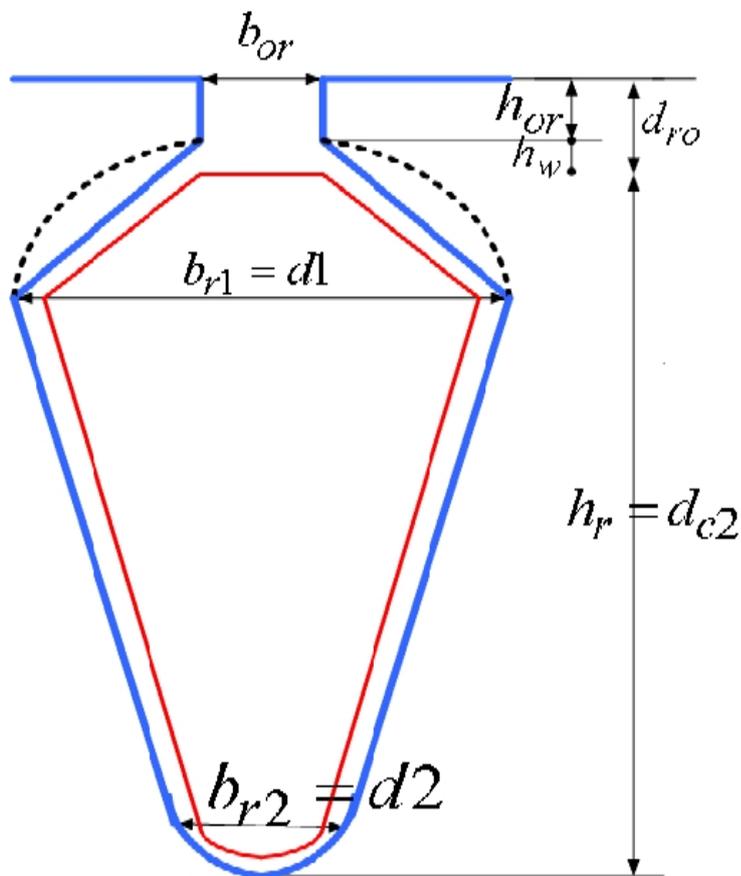


Figure. V.3 : Dimensions et données locales du rotor

La présente figure donne toute les dimensions de l’encoche du rotor : hauteur d’encoche, largeur max...etc.

RESULTATS GRANDEURS PHYSIQUES

MAGNETIQUES

Densité de flux : Entrefer, $B_g = 0.8137$ Tesla

Densité de flux : Culasse du Stator, $B_{cs} = 1.7933$ Tesla

Densité de flux : Dents du Stator, $B_{sz} = 1.65$ Tesla

Densité de flux : Culasse du Rotor, $B_{cr} = 1.4367$ Tesla

Densité de flux : Dents du Rotor, $B_{rz} = 1.55$ Tesla

ELECTRIQUES

Courant nominal : Conducteurs du Stator $I_1 = 5.1583$ Ampere

Densité de courant : Conducteurs du Stator $J_{cond} = 8$ A/mm²

Charge linéaire électrique, $A_1 = 25605.5623$ A/mm

Densité de courant : Barres du Rotor, $J_b = 2.5$ A/mm²

Densité de courant : Bague, $J_{an} = 3$ A/mm²

Courant barres, $I_b = 212.6345$ Ampere

Courant anneaux, $I_{an} = 477.7854$ Ampere

PARAMETRES ELECTRIQUES GLOBALES

Reactance de Magnetisation, $X_m = 100.3413$ Ohm

Resistance de Magnetisation, $R_m = 642.5424$ Ohm

Resistance Stator/phase, $R_1 = 1.913$ Ohm

Resistance Rotor/phase, $R_2' = 1.9646$ Ohm

Reactance de fuite du Stator/phase, $X_1 = 3.1763$ Ohm

Reactance de fuite du Rotor/phase, $X_2' = 4.2146$ Ohm

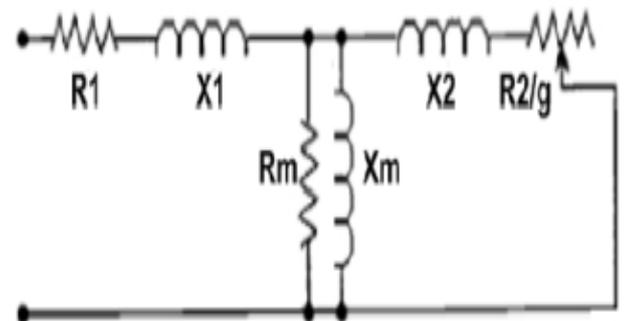


Figure. V.4 : Paramètres électriques

La figure ci-dessus donne les calculs des inductances des différentes régions de la machine ainsi que les paramètres électriques. On remarque que les inductions obtenues donnent de bons résultats.

LES FORCES MAGNETOMOTRICES

FMM entrefer $F_g=244.0371$ A
FMM dans les dents du stator $F_{sz}=9.4278$ A
FMM dans les dents du rotor, $F_{rz}=12.5504$ A
FMM dans la culasse du stator, $F_{cs}=55.5326$ A
FMM dans la culasse du rotor= 4.7633 A
FMM total , $F = 326.3112$ A
le courant de magnétisation, $I_{mu} = 2.119$ A
le courant de magnétisation en pourcentage, $i_{mu} = 41.0801\%$
le coefficient de saturation, $k_s = 1.0901$

le facteur de puissance, $\cos\phi_n = 69.5206\%$

le couple nominal, $C_n = 14.6095$ N.m

Figure. V.5 : Calcul des FMM

Cette figure illustre les résultats des calculs des forces magnétomotrices des différentes régions, le facteur de puissance nominal ainsi que le couple nominal. Le facteur de puissance obtenu est inférieur au facteur de puissance fixé par le cahier des charges. Le courant magnétisant, le couple nominal et le coefficient de saturation sont dans les normes admissibles.

V.2.2. Performances de la machine

Les différentes caractéristiques du moteurs (puissance, couple, rendement...) en fonction du glissement sont présentés par les figures suivantes :

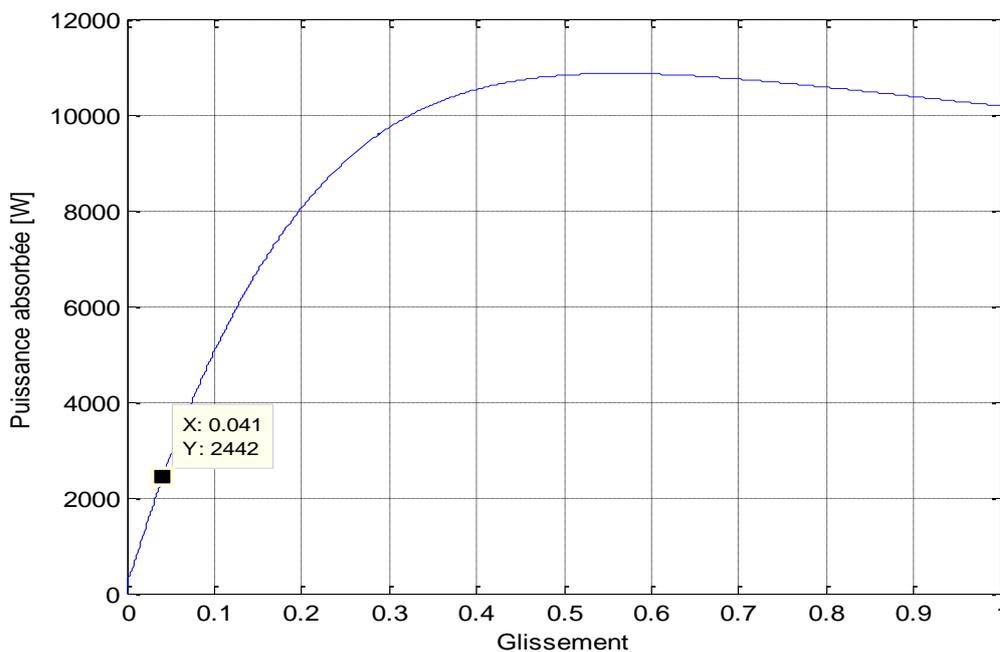


Figure. V.6 : La puissance absorbée en fonction du glissement

Cette figure représente l'évaluation de la puissance absorbée en fonction du glissement, sa valeur est égale à 2442W en fonctionnement nominal.

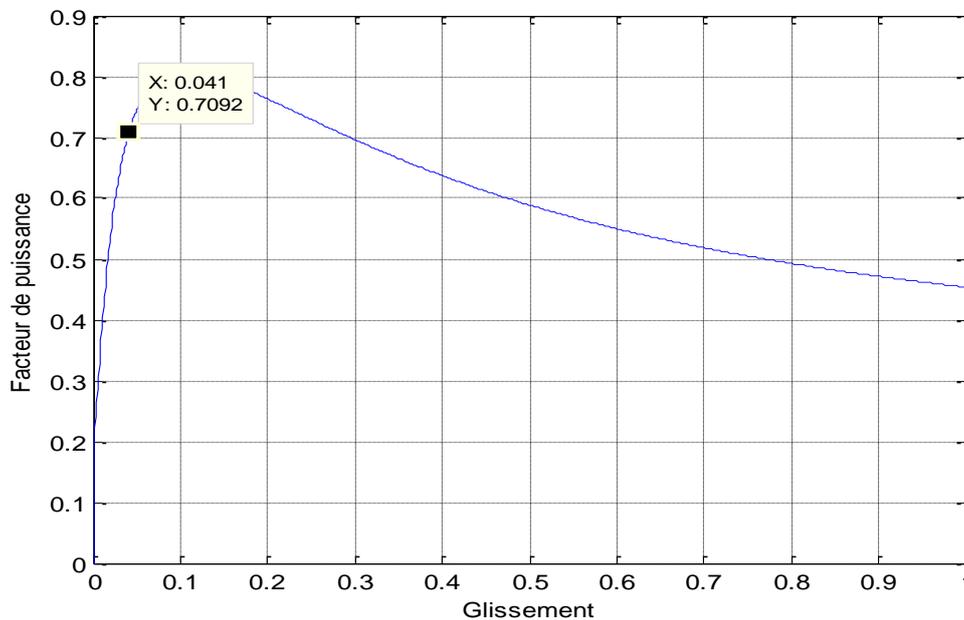


Figure. V.7 : Facteur de puissance en fonction du glissement

Le facteur de puissance obtenu de l'allure ci-dessus pendant son le glissement nominal présente une certaine dégradation par rapport au facteur de puissance fixé par le cahier des charges.

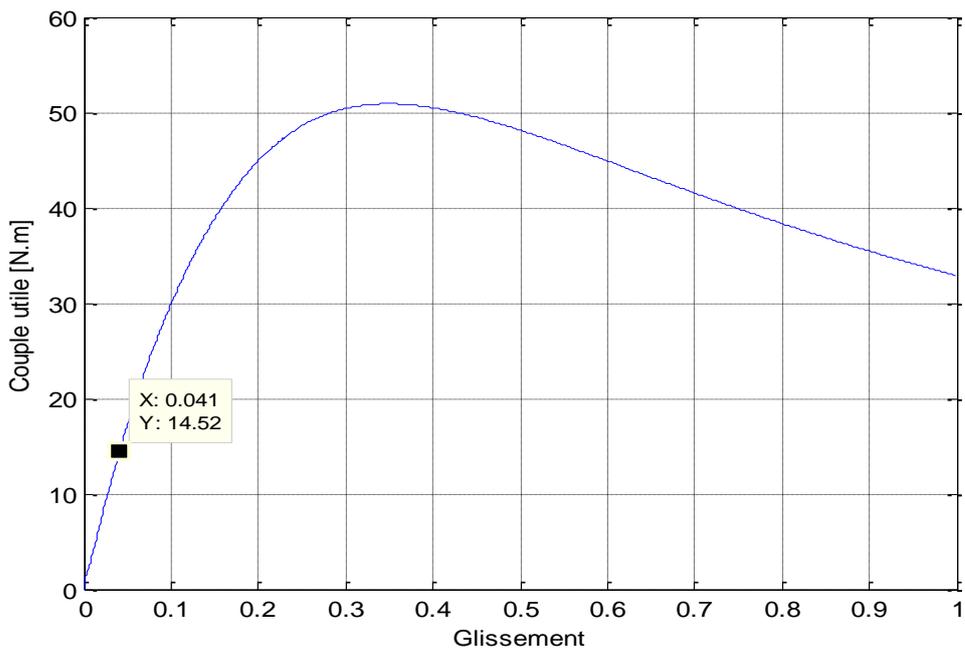


Figure. V.8 : Couple utile en fonction du glissement

Le couple nominal présenté dans la courbe du couple utile en fonction du glissement, donne un bon résultat pour cette machine. La même remarque peut être faite pour le graphe du couple électromagnétique présenté ci-dessous.

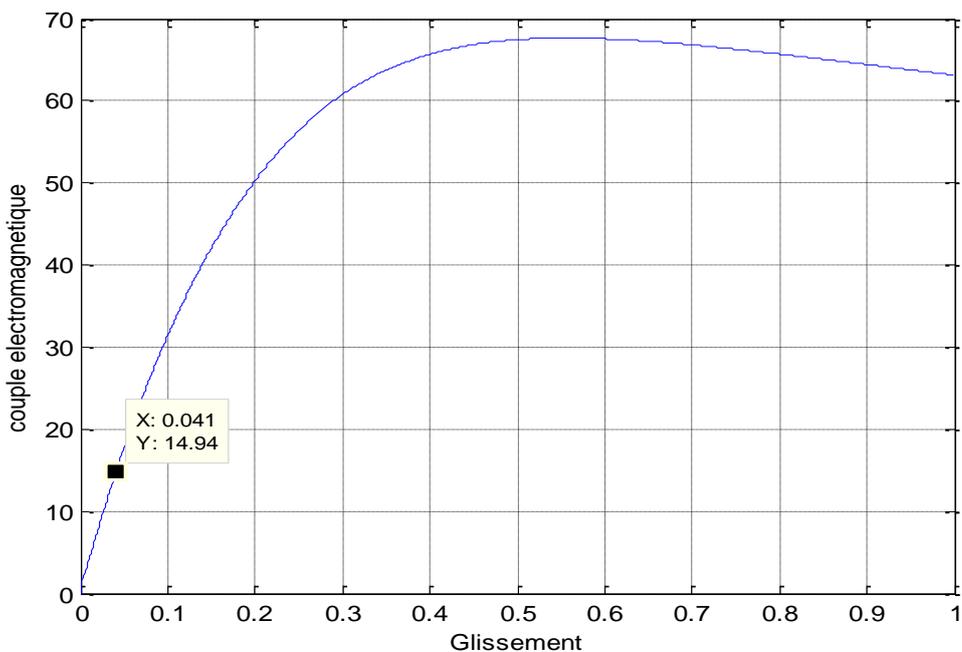


Figure. V.9 : Couple électromagnétique en fonction du glissement

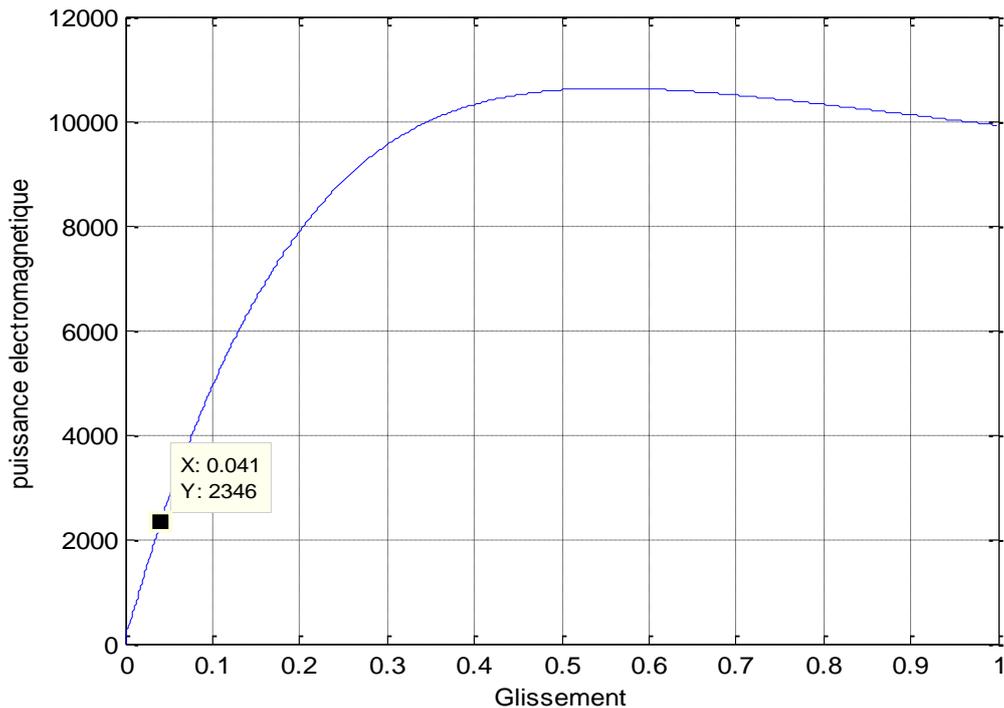


Figure. V.10 : Puissance électromagnétique en fonction du glissement

Cette figure représente l'évaluation de la puissance électromagnétique en fonction du glissement, sa valeur est égale à 2346W en fonctionnement nominal.

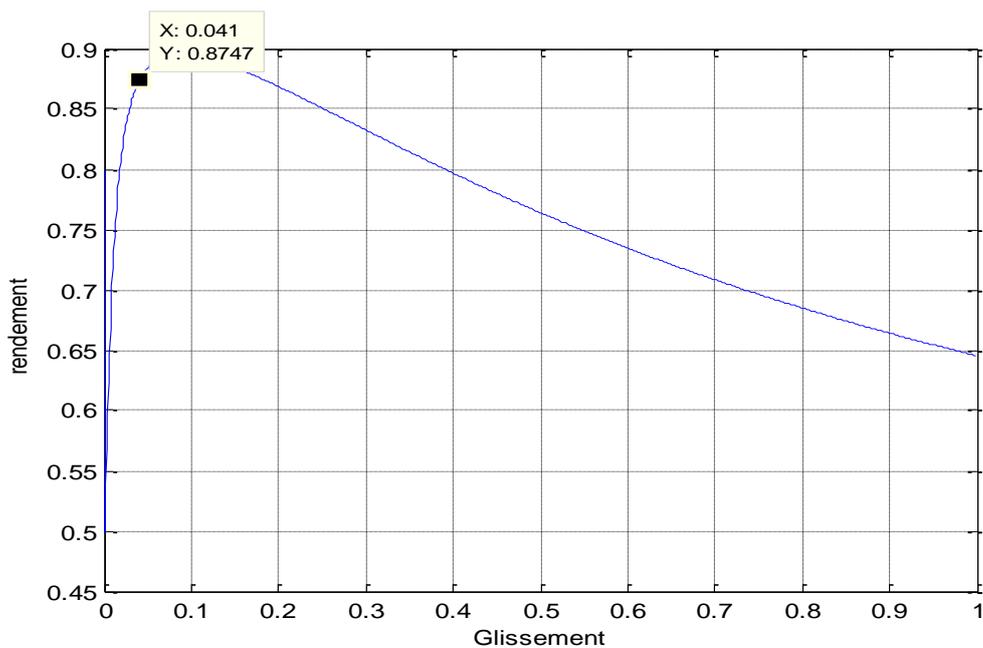


Figure. V.11 : Rendement en fonction du glissement

L'évaluation de la courbe du rendement donne une bonne valeur de celui-ci dans le fonctionnement nominal de la machine car il dépasse de loin la valeur fixée par le cahier des charges.

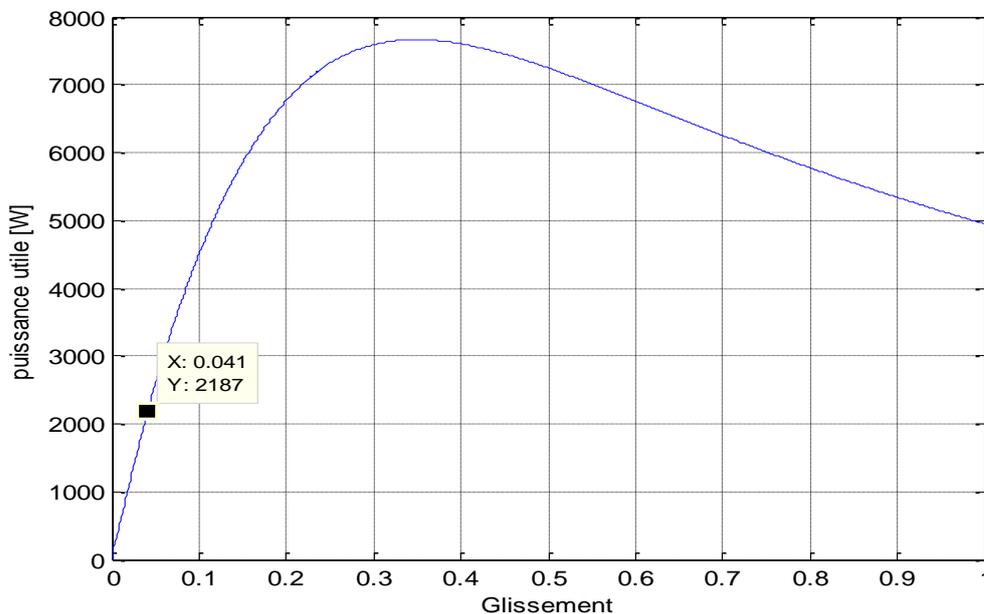


Figure. V.12 : Puissance utile en fonction du glissement

La valeur de la puissance utile dans le cas du glissement nominal est un petit peu inférieur à celle qu'on a fixé précédemment dans le cahier des charges.

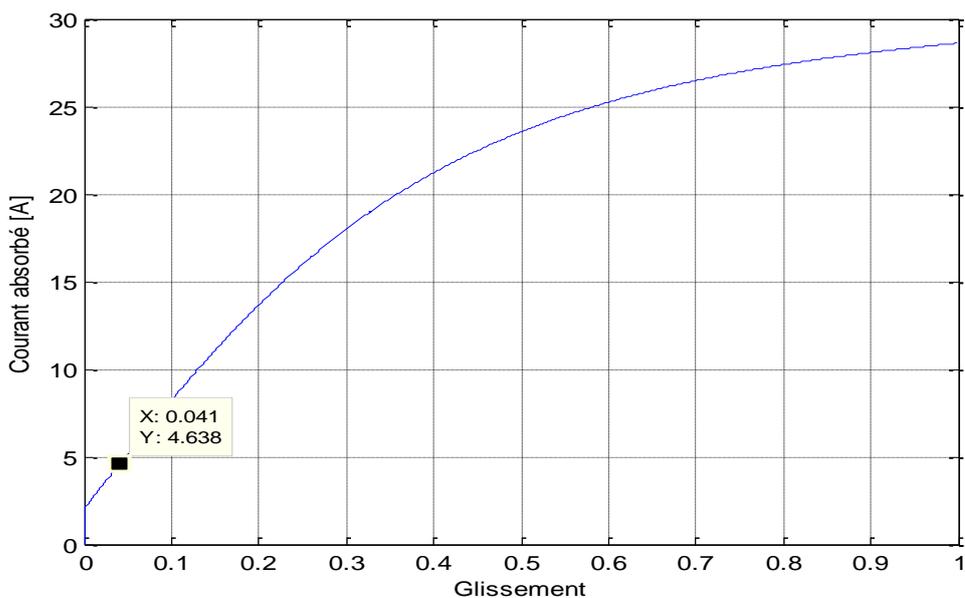


Figure. V.13 : Courant en fonction du glissement

Le résultat du courant absorbé dans le régime établi de la machine donne une valeur qui est pratiquement proche que la valeur calculée par le programme de dimensionnement.

V.2.3. Resultat du regime transitoire

A partir des expressions analytiques décrites au chapitre quatre, nous avons résolu le système d'équations de la machine par une méthode numérique Rung-Kutta d'ordre 4, en donnant les informations nécessaires pour l'analyse du fonctionnement du régime transitoire de la machine.

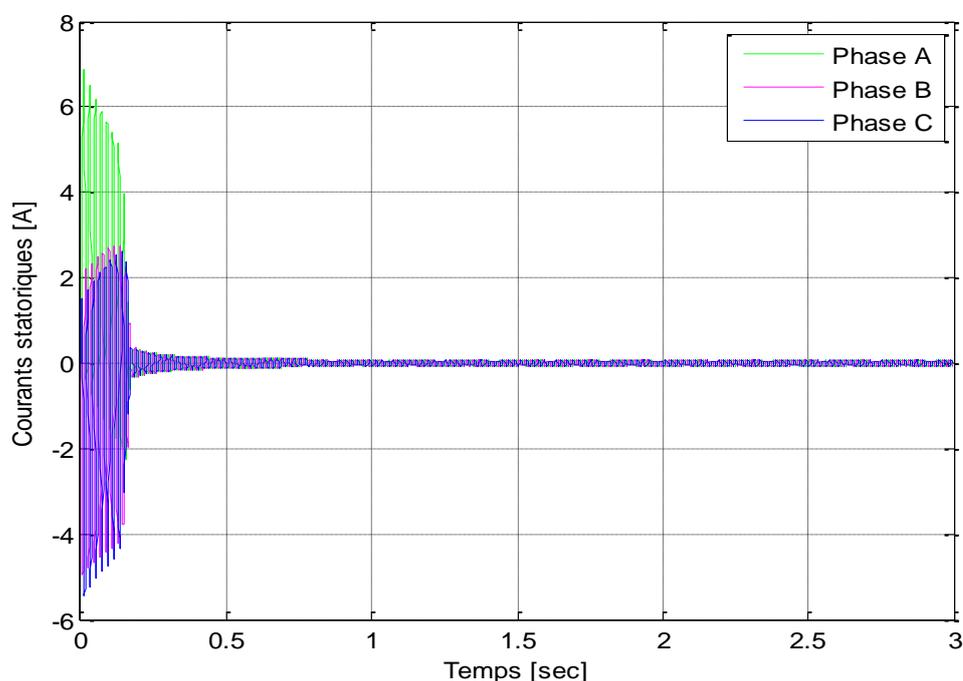


Figure. V.14 : Courants statorique en fonction du temps

Au régime transitoire des pics de courant s'établissent dans le moteur, ce sont les courants de démarrage, ces courants représentent l'un des gros problèmes de la machine asynchrone. La force contre-électromotrice qui s'oppose à la tension appliquée est nulle au démarrage, il apparait un courant intense, ce courant est de l'ordre de 5 à 10 (7A dans le graphe ci-dessus) le courant nominal, ce qui crée à la fois une contrainte au moteur lui-même et une gêne pour le réseau.

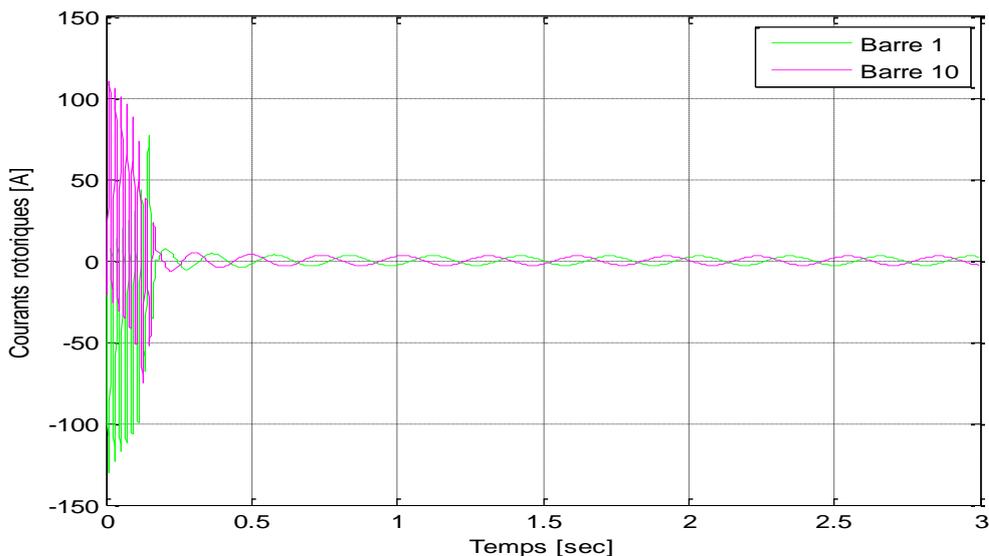


Figure. V.15 : Courants rotorique des barres 1 et 10 en fonction du temps

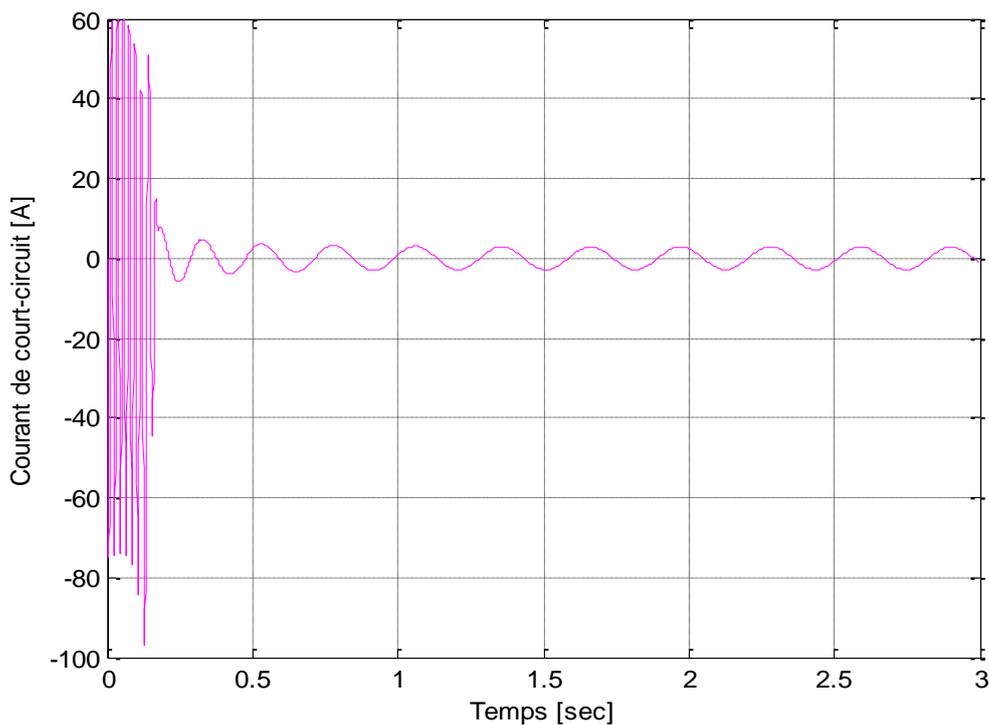


Figure. V.16 : Courant de court circuit en fonction du temps

Le courant rotorique et le courant de court circuit aussi ont des courants de démarrage importants (110A pour le rotor et 60A pour le courant de court-circuit). Puis ils oscillent avec une pseudo période et par la suite ils atteignent leurs régimes permanents. Ces courants suivent le même développement que celui du stator avec une faible fréquence.

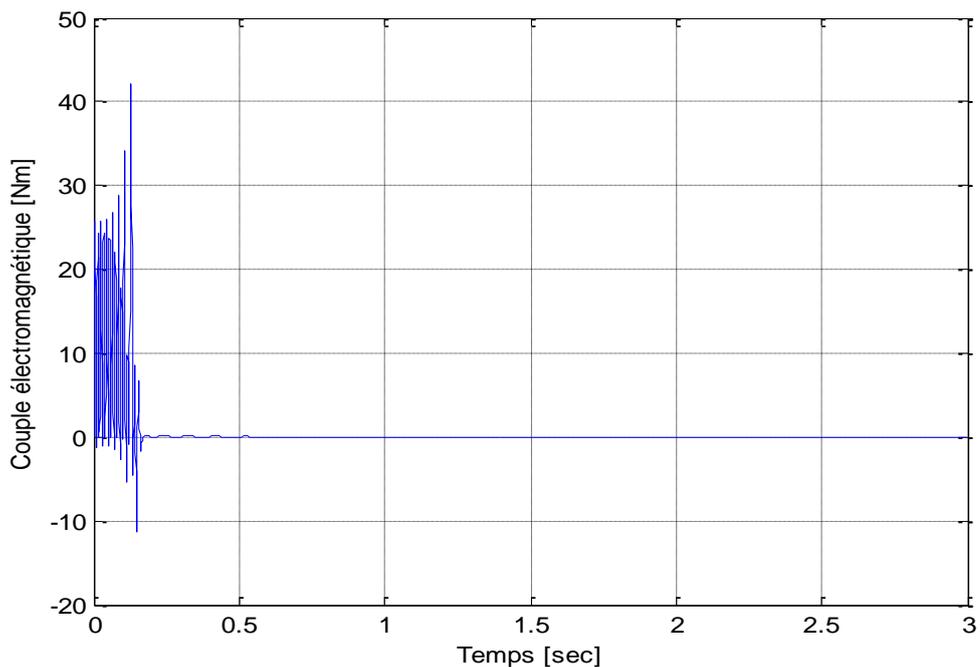


Figure. V.17 : Couple électromagnétique en fonction du temps

Le couple électromagnétique au régime transitoire représente un couple pulsatoire pseudo périodique, avec un couple de démarrage qui atteint une valeur importante dont l'amplitude peut être 5 fois supérieure à celle du couple moyen. Ce qui peut provoquer de gros problème surtout dans les gros moteurs. Le régime permanent est établi lorsque le point de fonctionnement nominal est atteint ou le couple électromagnétique égalise avec le couple résistant qui est le couple à vide dans notre cas.

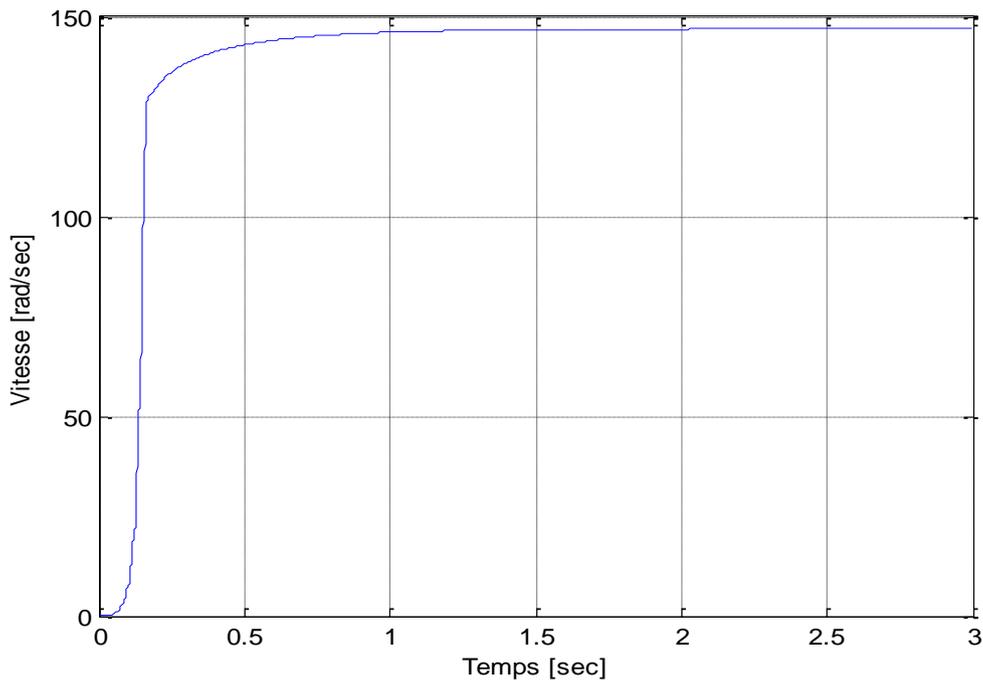


Figure. V.18 : Vitesse mécanique en fonction du temps

Dans le régime transitoire la vitesse de la machine croit jusqu'à atteindre un régime établi où le couple moteur sera égal au couple résistant ce qui implique que l'équation de la variation de la vitesse sera nulle ce qui explique le stationnement de la valeur de la vitesse de rotation.

V.3. Conclusion

Pour un calcul de pré-dimensionnement, les résultats obtenus sont satisfaisants pour certain paramètres et une légère dégradation pour d'autre, comme à titre d'exemple, le facteur de puissance.

Conclusion générale

La conception d'un moteur asynchrone est un travail interdisciplinaire qui fait appel à des connaissances d'électromagnétique, mécanique et thermique. Lorsqu'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 toute les lois de la physique en particulier magnétique, électrique et mécanique, d'autre part il doit en même temps répondre aux exigences du cahier des charges.

Dans ce mémoire nous avons pu associer trois programmes de calcul et d'analyse de la machine implémentés sous environnement matlab:

- Le premier programme opération un calcul de dimensionnement des géométries de la machine, le calcul électrique et magnétique ainsi que les différentes Forces magnétomotrices dans les différentes régions.
- Le second fait une analyse des performances statiques de la machine.
- Tant dis que le dernier programme permet la simulation dynamique en régime transitoire.

Par ailleurs le dimensionnement électromagnétique ne suffi pas toujours à valider un dispositif destiné à la fabrication industriel. Car différents paramètres doivent être pris en compte lors des simulations, à savoir les contraintes mécaniques et thermiques.

Un modèle permettant de réaliser rapidement un pré-dimensionnement de n'importe quelle machine asynchrone à été développé et appliqué à une machine référence de 2.2KW. Le modèle géométrique et de calcul du rendement a été validé, mais il convient de préciser que les résultats obtenus ne seraient refléter avec précision la réalité d'une conception dans l'industrie. Ce qui sera intéressant par l'avenir c'est de mettre une stratégie d'optimisation afin d'arriver à élaborer un outil informatique puissant et performant qui surviendrait à discerner un calcul analytique suivi d'un dimensionnement définitif.

Annexe

Diamètre du conducteur nu. (mm)	Diamètre du conducteur isolé. iso (mm)	Section du conducteur nu (mm ²)	Diamètre du conducteur nu (mm)	Diamètre du conducteur isolé (mm)	Section du conducteur nu (mm ²)
0,008	0,10	0,00502	0,6	0,655	0,283
0,09	0,11	0,00636	0,63	0,69	0,312
0,10	0,122	0,00785	0,67	0,73	0,353
0,112	0,134	0,00985	0,71	0,77	0,396
0,125	0,147	0,01227	0,75	0,815	0,442
0,132	0,154	0,01368	0,8	0,865	0,503
0,14	0,162	0,01539	0,85	0,915	0,567
0,15	0,18	0,01767	0,9	0,965	0,636
0,16	0,19	0,0201	0,95	1,015	0,709
0,17	0,2	0,0227	1,0	1,08	0,785
0,18	0,21	0,0255	1,06	1,14	0,883
0,19	0,22	0,0284	1,12	1,2	0,985
0,2	0,23	0,0314	1,18	1,26	1,094
0,212	0,242	0,0353	1,25	1,33	1,227
0,224	0,259	0,0391	1,32	1,405	1,368
0,236	0,271	0,0437	1,4	1,485	1,539
0,25	0,285	0,0491	1,5	1,585	1,767
0,265	0,3	0,0552	1,6	1,685	2,011
0,28	0,315	0,0616	1,7	1,785	2,27
0,3	0,335	0,0707	1,8	1,895	2,54
0,315	0,350	0,779	1,9	1,995	2,83
0,335	0,370	0,0881	2,0	2,095	3,14
0,355	0,395	0,099	2,12	2,22	3,53
0,375	0,415	0,1104	2,24	2,34	3,94
0,4	0,44	0,1257	2,36	2,46	4,36
0,425	0,465	0,1419	2,5	2,6	4,91
0,45	0,49	0,1590			
0,475	0,515	0,1772			
0,5	0,545	0,1963			
0,53	0,585	0,221			
0,56	0,615	0,246			

Figure.1 : Tableau des diamètres et sections normalisé pour les conducteurs

B.T	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	H [A/m]									
0,4	121	127	130	133	136	138	141	144	147	150
0,5	154	157	160	164	167	171	174	177	180	184
0,6	188	191	194	198	201	205	208	212	216	220
0,7	223	226	229	233	236	240	243	247	250	253
0,8	256	259	262	265	268	271	274	277	280	283
0,9	286	290	293	297	301	304	308	312	316	320
1,0	321	329	333	338	342	346	350	355	360	365
1,1	370	375	380	385	391	396	401	406	411	471
1,2	424	430	436	442	448	455	461	467	473	479
1,3	486	495	504	514	524	533	563	574	584	585
1,4	580	598	610	622	634	646	658	670	683	696
1,5	709	722	735	749	763	777	791	805	820	835
1,6	850	878	906	934	962	990	1020	1050	1080	1110
1,7	1150	1180	1220	1250	1200	1330	1360	1400	1440	1480
1,8	1520	1570	1620	1670	1720	1770	1830	1890	1950	2010
1,9	2070	2160	2250	2340	2430	2520	2460	2760	2890	3020
2,0	3150	3320	3500	3680	3860	4040	4260	4480	4700	4920
2,1	5140	5440	5740	6050	6360	6670	7120	7570	8020	8470
2,2	8920	9430	9910	10460	10980	11500	12000	12600	13200	13800
2,3	14400	15100	1580	16500	17200	18000	18800	19600	20500	21400

Figure.2 : Caractéristique magnétique au niveau des dents du stator et du rotor

B.T	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	H [A/m]									
0,4	52	53	54	55	56	58	59	60	61	62
0,5	64	65	66	67	69	71	72	74	76	78
0,6	80	81	83	85	87	91	91	93	95	97
0,7	100	102	104	106	108	111	113	115	118	121
0,8	124	126	129	132	135	138	140	143	146	149
0,9	152	155	158	161	164	168	171	174	177	181
1,0	185	188	191	195	199	203	206	209	213	217
1,1	221	225	229	233	237	241	245	249	253	257
1,2	262	267	272	277	283	289	295	301	307	313
1,3	320	327	334	341	319	357	365	373	382	391
1,4	400	410	420	430	440	450	464	478	492	506
1,5	520	542	561	586	608	630	654	678	702	726
1,6	750	788	826	864	902	940	982	1020	1070	1110
1,7	1150	1220	1290	1360	1430	1500	1600	1700	1800	1900
1,8	2000	2160	2320	2490	2650	2810	2960	3110	3270	3420
1,9	3570	3800	4030	4260	4490	4720	4930	5140	5350	5560
2,0	5770	6000	6300	6600	7000	4700	7900	8400	9000	9700

Figure. 3 : Caractéristique magnétique au niveau de la culasse du stator et du rotor

BIBLIOGRAPHIES

- [1]: Ion. BOLDEA, Syerd. A. NASAR. «The induction machine handbook» ISBN: 0-8493-0004, CRC press, 2002.
- [2] : Real-Paul BOUCHARD – Guy OLIVIER, « Conception de moteurs asynchrones triphasés », Edition Press Internationales ISBN : 2-553-00615-2, Polytechnique.
- [3] : Technique de l'ingénieur, « D3410, D3411, D3412, D3420, D3480, D3485, D3486, D3495 ».
- [4] : Wided DIGAICHIA, « Conception et dimensionnement de moteurs asynchrones de petite et moyenne puissances », thèse N° 2367, Lausanne, EPFL 2001.
- [5] : Rebbah RADJEM, « Calcul et conception assisté par ordinateur des machines électriques. Application aux moteurs asynchrones », mémoire de magister, université Mentouri Constantine, 2006.
- [6] : Walid BOUGHANMI, « Eco-conception des motorisations électriques : application à la machine asynchrone », thèse de Doctorat, Laboratoire Système Electrotechnique et environnement (LSEE), FSA, Technoparc Futura, F-62400 Bétune 2012.
- [7]: Gary BOLLENBACHER, «Fortran program for inductions motors».
- [8]: ALEJANDRO JOSE PINA ORTEGA, «Design and Comparison of Induction Motor and Synchronous Reluctance Motor for Variable Speed Application: Design Aided by Differential Evolution and Finite Element Analysis», Graduate Program in Electrical and Computer Engineering The Ohio State University 2013.
- [9]: CHEKROUN Salim, « Contribution a l'étude des moteurs asynchrones à haut rendement », thèse de Doctorat, 05 Mai 2011.
- [10] : Théodore Wildi, « Electrotechnique » Ingénieur, Institut de recherche d'Hydro-Québec, De Boeck Université, 3^e édition, ISBN PUL2-7637-7593-4, ISBN DBU 2-8041-3171-8.

[11] : Rafik MERAD, « Outil de diagnostic appliqué à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil », Magister en Electrotechnique option : machines électriques, Université de Constantine, Faculté des sciences de l'ingénieur Département d'électrotechnique ,2006.

[12] : Gaetan DIDIER, « Modélisation et diagnostic de machine asynchrone en présence de défaillances », Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy Faculté des sciences et Techniques – B.P.239 – 54506 Vandoeuvre-lés- Nancy, 29 Octobre 2004.

[13] : I.P. KOPYLOV, « Protection des machines électriques », Edition Moscou, Ecole sup 2002.

[14] : Gareth PUGSLEY, « Modélisation paramétrique non linéaire des machines asynchrone et démarche d'optimisation associée », Préparée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble dans le cadre de l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunication, Signal, 2 Avril 2004.

[15] : Francisco Javier POZA LOBO, « Modélisation, Conception et commande d'une Machine Asynchrone sans Balais Doublement Alimentée pour la Génération à vitesse Variable », Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble dans le cadre de l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunication, Signal » et au Mondragon Goi Eskola Politeknikoa, 30 Octobre 2003.

[16] : Tuan Vu TRAN, « Problèmes Combinatoires et Modèles Multi-Niveaux pour la Conception Optimale des Machines Electriques », doctorat délivré par l'école centrale de Lille, école centrale de Lille, Soutenue le 18 juin 2009.

[17] : Frédéric WURTZ, « Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques » thèse de Doctorat préparée au sein du laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 1996.

[18] : SESANGA N'TSHUIKA, « Optimisation de Gammes : Application à la Conception des Machines Synchrones à Concentration de Flux », thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 25 Mars 2011.

[19] : Dan Ilea, « Conception optimale des moteurs à reluctance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers », thèse préparée dans le Laboratoire L2EP Ecole Doctorale SPI 072, PRES Université Lille Nord-de-France, 25 Octobre 2011.

[20]: M. Rachek, Y. Méssaoudi, B. Oukacine, «Accurate Coupled Magnetic Multi-Turns Model of Induction Motors Under Turn-to-Turn Short Circuit», conference international, ICEEDT 2008.

[21]: Jonathan Spooten, «Finite element and electrical circuit modelling of faulty induction machines», under the supervision of Pr. Jean-Claude Maun and Pr. Johan Gyselinck Department of Bio, Electro and Mechanical Systems (BEAMS) Université Libre de Bruxelles, 2007.

[22]: MEDOUED AMMAR, « Surveillance diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones », Université du 20 Août 1955-Skikda Faculté de Technologie Département de Génie Electrique, Thèse de Doctorat, Soutenue le : 08/03/2012.

[23] : Roland CASIMIR, « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes », thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon, 2003.

[24] : M. Rachek, B. Moussaoui, Y. Nekkouche, S. NaitLarbi, T. Merzouki, «Two-axis Magnetically Coupled Electric Circuits for Modeling of Dual-Stator Induction Machines Under Healthy and Electric Failures», J. Electrical Systems, JES 2009.

[25] : D. Dupont et A. Gautriaud, « Modélisation des défaillances dans les génératrices asynchrone pour éoliennes et hydroliennes : mise au point d'un outil de simulation », Laboratoire Brestois de Mécanique et des Systèmes LBMS EA 4325, Soutenu le 12 décembre 2011 à l'Ecole Navale.

[26]: Samir Hamdani, Omar Touhami, Rachid Ibtouen, «A Generalized Two Axes Model of a Squirrel-Cage Induction Motor for Rotor Fault Diagnosis», SERBIAN JOURNAL OF Electrical Engineering Vol. 5, No. 1, May 2008, PP. 155-170.

[27]: Abdelkader Mellakhi, Nouredine Benouee, Azzedine Beniabdellah, « Analyse spectral du courant statorique pour détecter les cassures de barres dans les moteurs asynchrone triphasés à cage en tenant compte des harmoniques d'espaces » Université Hassiba Benbouali de Chlef, Département d'Electrotechnique, BP151, Hay Salem Chlef.

[28] : Cristian JOLETTE, « Développement des modèles d'essais et application à l'identification des machines synchrones et asynchrones triphasées » L'Université du Québec à Chicoutimi comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, Septembre 2007.

- [29] : Tarek BOUMEGOURA, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic », thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon, le 26 Septembre 2001.
- [30] : Sullivan KUTTLER, « Dimensionnement optimal de la machines synchrones pour des applications de véhicules hybrides», Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Électromécanique, 24 Mai 2013.
- [31]: T.Marcic, M.Hadziselimovic, I.Zagradisnik, M.Gajzer, «Rotor slot number influence on the characteristics of three phase squirrel-cage induction motors», TECES, Development centre for electrical machines, Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, University of Maribor, Smetanova ulica 17, Maribor, Slovenia, 2000.
- [32]: Sonia Cafieri, Leo Liberti, Frédéric Messine, Bertrand Nogared, «Optimal Design of Electrical Machines: Mathematical Programming Formulations». *COMPEL, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering* 32, 3, PP. 977-996, 2013.
- [33]: Dr.A.Raghuram, V. Shashikala, «Design and Optimization of Three Phase Induction Motor using Genetic Algorithm», *International Journal of Advances in Computer Science and Technology*, ISSN 2320 – 2602, Volume 2, No.6, June 2013.
- [34]: F.B.CHAABAN, «Determination of the optimum rotor/stator diameter ratio of permanent magnet machines». **DOI:** 10.1080/07313569408955584, pages 521-531, received: 4 May 1993, **Article Views:** 36.
- [35]: Hasan El Hinaoui-Hamze, «An Interactive Traction Motors Design and Selection Software», Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering Electrical Machines and Drive Systems Group Chalmers university of technology Gothenburg, Sweden, Technical report No. 4, 2005.
- [36]: M. SAHRAOUI, SE. ZOZOU, A.MENACER, A.ABOUBOU, A. DERGHAL, Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés a cage. Partie II : Méthodes dédiées a la détection des cassures de barres dans les moteurs asynchrones triphasés a cage, Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques - Département d'Electrotechnique. Université Mohamed KHIDER BP 145, Biskra. Algérie. *Courrier du Savoir* – N°05, Juin 2004, PP. 57-61

[37] : M.Rachek, A.KENNOUR, Mémoire d'ingénieur, « Calcul des paramètres électriques d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil » Université de Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 1993.