

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERRI 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 : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Présenté par

SENANI Lynda

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Thème

Dimensionnement analytico-empirique et analyse des Performances des moteurs asynchrones de moyennes puissances

Mémoire soutenu publiquement le 11 juillet 2018 devant le jury composé de :

Mr M. BOUHERAOUA

Maitre de Conférences A

Président

UMMTO

Mr M. RACHEK

Professeur

Rapporteur

UMMTO

Mr R. KHALDI

Maitre Assistant Classe A

Examineur

UMMTO

Melle N. RADJA

Maitre de Conférences B

Examinatrice

UMMTO

Remerciements

Mes remerciements vont à ma famille qui m'a soutenu tout au long de l'année particulièrement dans le présent mémoire.

Je tiens à remercier Mon promoteur, Monsieur M. RACHEK, professeur à l'université Mouloud Mammeri, qui ma éclairer tout au long de mon travail avec ses précieux conseils, ainsi que pour la documentation qu'il a mise à ma disposition.

Mes remerciements vont aussi aux membres du jury qui me feront l'honneur d'analyser mon modeste travail.

Mes remerciements à toutes les personnes ayant contribuées de près ou de loin à la réalisation de ce travail, sans oublier mon amie Faroudja.

Je saisis aussi cette occasion pour remercier l'ensemble des enseignants du département d'Electrotechnique ayant contribué à ma formation durant cette année.

Dédicaces

*A la mémoire de mes chers parents, ma grand-mère
Que dieu leurs accordent sa sainte miséricorde et les accueillent dans son vaste paradis*

Liste des symboles

A_1 : La charge lineaire [A/m]

a_1 : Le nombre de voies paralleles

I_{1n} : Le courant nominal d'une phase statorique [A].

B_δ : l'induction magnetique dans l'entrefer [T]

B_{c1} : Induction maximale dans la culasse statorique [T]

B_{z1} : Induction maximale dans les dents statoriques [T]

B_{c2} : Induction maximale dans la culasse rotorique [T]

B_{z2} : Induction maximale dans les dents rotoriques [T]

D_f : Diametre du bati [mm]

t_f : Intervalle d'air entre le bati et le stator [mm]

D_{sout} : Diametre exterieur du stator [mm]

P_i : La puissance electromagnetique en [VA]

N_s : La vitesse de synchronisme donnee en [tr/min]

N_r : Vitesse de rotation [tr/min]

α_i : Coefficient de recouvrement polaire

K_{en1} : facteur d'enroulement statorique

K_{en2} : facteur d'enroulement rotorique

K_f : Coefficient de forme

V_T : Volume du moteur

K_D : le rapport du diametre interieur et exterieur du stator

τ : Le pas polaire de la machine

λ : Le facteur de geometrie de la machine

K_e : Coefficient de majoration de la f.e.m

η_n : Le rendement nominal

$\text{Cos}\phi_n$: Le facteur de puissance nominal

Φ : Le flux utile par pole donne en [Weber]

w_1 : Le nombre de spires en serie par phase statorique

w_2 : Le nombre de spire en serie par phase rotorique.

f_1 : La frequence d'alimentation [Hz]

K_{ut} : Coefficient d'utilisation de la machine

p : Le nombre de poles

α : zone de phase

γ : Angle electrique entre deux encoches statoriques

q_1 : nombre d'encoches par pole et phase statorique

m : nombre de phase statoriques.

K_{r1} : Facteur de raccourcissement statorique

β : Rapport de raccourcissement.

y : Le pas d'enroulement.

ε : Le raccourcissement.

Z_1 : Nombre d'encoches statoriques.

Z_2 : Le nombre d'encoches rotoriques.

q_2 : nombre d'encoches par pole et phase rotorique.

V_1 : Tension d'alimentation par phase donnee en [Volts].

N_{en1} : Le nombre de conducteurs par encoche

J_1 : Densité de courants dans les enroulements statoriques [A/mm^2].

S_{eff} : La section effective d'un conducteur statorique [mm^2].

K_c : Le coefficient de CARTER

K_{fer} : Coefficient d'empilage des toles.

b_1 : Ouverture de l'encoche statorique [mm]

b_2 : Ouverture de l'encoche rotorique [mm]

d : Epaisseur de l'entrefer [mm].

t_1 : Le pas dentaire statorique

t_2 : Le pas dentaire rotorique

b_{ts} : Largeur de la dent statorique.

d_{s1} : Hauteur de la dent statorique [mm].

h_{cs} : Hauteur de la culasse statorique.

b_{s1} Largeur minimale de l'encoche statorique [mm].

b_{s2} : Largeur maximale de l'encoche statorique [mm]

h_w : Hauteur de la clavette de l'encoche statorique.

h_{0s} : Hauteur de la fente de l'encoche statorique [mm].

b_{os} : Largeur de l'ouverture de l'encoche statorique [mm].

h_s : La hauteur de l'encoche [mm]

e_1 : Epaisseur de recouvrement de l'encoche [mm]

e_2 : Epaisseur de la cale du milieu [mm]

e_3 : Epaisseur de la cale de fermeture [mm]

S_{en1} : Section de l'encoche statorique occupée par les conducteurs [mm^2]

S_{iso} : La section d'isolation de l'encoche

K_s : Coefficient tenant compte du raccourcissement du pas

K_{rr1} : Coefficient dependant de q_1

K_{rem} : Coefficient de remplissage

K_{dd1} : Coefficient de fuite differentielle, il s'exprime en fonction du rapport Z_2/P

L_{f1} : La longueur moyenne de la partie frontale d'une demi-spire [mm]

λ_{en1} : Permeance d'encoche statorique

λ_{en2} : Permeance d'encoche rotorique.

λ_{f1} : Permeane frontale statorique.

λ_{f2} : Permeane frontale rotorique.

λ_{d1} : Permeane differentielle statorique.

λ_{d2} : Permeane differentielle rotorique.

λ_1 : permeance de dispersion du stator.

λ_2 : permeance de dispersion du rotor.

D_{re} : Diametre exterieur du rotor.

D_{sh} : Diametre interieur du rotor.

K_{d2} : Coefficient de distribution rotorique

q_2 : Nombre d'encoche par pole et phase rotorique

γ_2 : Angle d'une encoche rotorique

K_{r2} : Facteur de raccourcissement rotorique.

ρ_r : Ecart angulaire entre deux encoches rotoriques.

h_{c2} : Hauteur de la culasse rotorique [mm].

b_{tr} : Largeur de la dent rotorique [mm].

d_r : Hauteur de la dent rotorique [mm].

h_{en2} : Hauteur de l'encoche rotorique [mm].

d_1 : Largeur superieure de l'encoche rotorique [mm].

d_2 : Largeur inferieure de l'encoche rotorique [mm].

h_{0r} : Hauteur de la fente de l'encoche rotorique [mm].

b_{0r} : Largeur de la fente de l'encoche rotorique [mm].

h_{bague} : Hauteur de la bague [mm].

L_{bague} : Epaisseur de la bague [mm].

D_{bagmoy} : Diametre moyen de la bague [mm].

I_2 : Le courant dans la barre rotorique [A].

J_{barre} : La densite de courant dans la bague [A/mm^2].

K_{red} : Coefficient de reduction.

J_{bague} : Densite de courant dans la bague [A/mm^2].

K_{dd2} : Coefficient de fuite differentielle.

K_{μ} : Coefficient de magnetisation de la machine.

$\rho_{cu}(T)$: Resistivite du cuivre a la temperature (T) [$\Omega \cdot m$].

R_1 : Resistance active d'une phase statorique [Ω].

L_{w1} : Longueur moyenne d'une spire de l'enroulement statorique [mm]

X_{en1} : Reactance de fuite d'encoche statorique [Ω].

X_{1d} : Reactance de fuite statorique differentielle [Ω].

X_{1f} : Reactance de fuite statorique frontale [Ω].

X_1 : Reactance de fuite d'une phase statorique [Ω].

R_b : Resistance de la barre rotorique [Ω].

$\rho_{al}(T)$: Resistivite de l'aluminium a la temperature T [$\Omega \cdot m$].

R_{bague} : Resistance de la bague [Ω].

$R_{bague-ram}$: La resistance de l'anneau ramenee au stator [Ω].

M: Coefficient de reduction de la cage rotorique vers le stator.

R_2 : Resistance active d'une phase rotorique [Ω].

R_{2ram} : La resistance active d'une phase rotorique ramenee au stator [Ω].

k_{ob} : Coefficient oblique des encoches rotoriques.

a_{ob} : Angle d'inclinaison des encoches.

X_2 : Reactance de fuite d'une phase rotorique [Ω].

X_{2ram} : Reactance de fuite d'une phase rotorique ramene au stator [Ω].

F_{δ} : Force magnetomotrice dans l'entrefer [A].

F_{Z1} : Force magnetomotrice dans la dent du stator [A].

F_{Z2} : Force magnetomotrice dans la dent rotorique [A]

F_{c1} : Force magnetomotrice dans la culasse statorique [A].

F_{c2} : Force magnetomotrice dans la culasse rotorique [A].

H_{z1} : Intensite du champ magnetique correspondant a l'induction dans la dent statorique B_{z1} .

H_{z2} : Intensite du champ magnetique correspondant a l'induction dans la dent rotorique B_{z2} .

H_{c1} : Intensite du champ correspondant a l'induction magnetique dans la culasse statorique B_{c1} .

H_{c2} : Intensite du champ correspondant a l'induction magnetique dans la culasse rotorique B_{c2} .

D_{ar} : Diametre de l'arbre [mm].

I_m : Le courant magnetisant [A].

R_m : La resistance de magnetisation [A].

X_m : La reactance de magnetisation [A].

P_a : La puissance absorbee [W]

P_{js} : les pertes joules statoriques [W]

P_{jr} : Les pertes joules rotoriques [W]

P_u : la puissance utile sur l'arbre [KW]

P_{mec} : Les pertes mecaniques [W].

P_{sup} : Les pertes supplementaires [W].

P_{elm} : La puissance electromagnetique [KVA]

P_{fer} : Les pertes fer [W].

C_u : Le couple utile [N.m].

P_m : La puissance mecanique [W]

Liste des figures

Figure I.1 : Stator d'un moteur asynchrone	6
Figure I.2 : Rotor bobiné d'un moteur asynchrone	6
Figure I.3 : Rotor à cage d'écureuil	7
Figure I.4 : Organisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	7
Figure I.5 : Formes d'encoche pour différentes classes de moteur selon la NEMA	8
Figure I.6 : Les différents types d'encoches au rotor, classement de la NEMA.....	9
Figure I.7 : Bobinage d'une machine électrique	10
Figure I.8 : Schéma équivalent d'un enroulement concentrique	10
Figure I.9 : Schéma équivalent d'un enroulement imbriqué.....	10
Figure I.10 : Schéma équivalent d'un enroulement	11
Figure I.12 : bobinages multipolaires	11
Figure I.13 : Différentes isolations dans l'encoche.....	15
Figure I.14 : Variation et orientation du champ tournant dans une machine asynchrone bipolaire.....	16
Figure I.15 : Formes d'encoche pour différentes classes de moteur selon NEMA.....	18
Figure I.16 : Courbes couple/vitesse en fonction de la classe du moteur.....	19
Figure I.17 : Etapes de la conception dans l'industrie	20
Figure II.1 : Méthodologie de l'organigramme.....	27
Figure II.2 : Tôles magnétique statorique et rotorique	28
Figure II.3 : Facteur de recouvrement polaire et le facteur de forme en fonction du coefficient de saturation des dents.....	32
Figure II.4 : Facteur d'ESSON en fonction de la puissance électromagnétique suivant le nombre de pôles	32
Figure II.5 : Schéma de la carcasse du moteur asynchrone	33
Figure II.6 : Encoches de type semi-ouvert ronde, semi-ouvert trapézoïdale à fond rond et semi-ouvert trapézoïdale à fond plat	39
Figure II.7 : Dimensions de la tole statorique.....	40
Figure II.8 : Différentes configurations d'encoches au rotor.....	42
Figure II.9 : Encoche trapézoïdale ronde	43
Figure II.10 : Différentes types d'encoches rotorique	46
Figure II.11 : Densité du courant au démarrage du moteur (les courants rotorique oscillent à la même fréquence que le réseau d'alimentation)	47
Figure II.12 : Distribution du courant après le régime transitoire	48
Figure II.13 : Encoche du rotor	48
Figure II.14 : Dimensions de l'anneau de court-circuit	51

Figure III.1. Schéma équivalent des paramètres électriques d'un moteur asynchrone	54
Figure III.2 : Représentation d'une tête de bobine et de la longueur active.....	55
Figure III.3 : Cage d'écureuil	56
Figure III.4 : Flux de fuites principales dans la machine	58
Figure III.5 Géométrie de l'encoche rotorique	61
Figure III.6 : inclinaison des encoches	62
Figures III.7 : Représentation du bilan de puissances des machines asynchrones	64
Figures III.8 : Rendement des moteurs asynchrones en fonction de la puissance nominale.....	69
Figure IV.1 : Cahier des charges et les dimensions principales.....	74
Figure IV.2 : Dimensions et données locales du stator.....	75
Figure IV.3 : Dimensions et données locales du rotor.....	76
Figure IV.4 : Paramètres électriques.....	77
Figure IV.5 : Calcul des FMM.....	78
Figure IV.6: Couple électromagnétique en fonction de la vitesse	79
Figure IV.7: Facteur de puissance en fonction de la vitesse.....	80
Figure IV.8 : Courant en fonction de la vitesse	80
Figure IV.9 : La puissance absorbée en fonction de la vitesse	81
Figure IV.10 : Rendement en fonction du glissement.....	81
Figure IV.11: Couple électromagnétique en fonction de la vitesse	82
Figure IV.12: Facteur de puissance en fonction de la vitesse.....	82
Figure IV.13: Courant en fonction de la vitesse	83
Figure IV.14 : La puissance absorbée en fonction de la vitesse	83
Figure IV.15 : Rendement en fonction du glissement.....	84

Liste des tableaux

Tableau I.1: Caractéristiques de Quelques Matériaux Magnétiques Doux (à température ambiante)	12
Tableau I.2 : Caractéristiques de Quelques Matériaux Magnétiques Durs (aimants)	13
Tableau 1.3 : Caractéristiques de Quelques Matériaux conducteurs Résistivité à 20°Celsius en ohm-mètre, $\Omega \cdot m$	14
Tableau I.4 : Classification des Matériaux d'Isolants	16
Tableau. II.1 : Valeur de suivant le nombre de pôles	30
Tableau. II.2 : Designation du bâti établie par la NEMA	34
Tableau. II.3 : Diamètre extérieur en fonction de la hauteur d'axe.....	34
Tableau. II.5 : Coefficient du flux magnétique sous un pôle.....	35
Tableau.II-6 : Inductions magnétiques dans les dents et culasses statorique.....	36
Tableau. II.7 : Combinaisons usuelles des nombres d'encoches stator-rotor	41
Tableau.III.1 : Classes d'efficacité des moteurs asynchrones.....	70
Tableau.III.2 : Classes de rendement IE 60034-30 (2008)	71
Tableau.III.3 : La norme CEI 60034-30 au niveau international.....	72

SOMMAIRE

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

Chapitre I: Généralité sur la conception et la construction de la machine asynchrone

I.1 Introduction	4
I.2 Généralités sur la construction de moteurs asynchrones triphasés	5
I.3. Bobinage	9
I.4 Matériaux dans les machines électriques.....	11
I.4.1 Matériaux magnétiques	12
I.4.2 Matériaux conducteurs	13
I.4.3 Matériaux Isolants- Classe d'isolation	14
I.5 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	16
I.6 Classification des moteurs à cage d'écureuil	17
I.7 Procédure de conception d'une machine asynchrone	19
I.8 Contraintes de conception des moteurs asynchrones.....	21
I.8.1 Densité du courant	21
I.8.2 L'induction dans l'entrefer	21
I.8.3 Charge linéaire	22
I.8.4 Nombre d'encoches au rotor et au stator	22
I.8.5 Niveau de la densité de flux magnétique	22
I.8.6 Densité de courant dans les conducteurs	23
I.9 Conclusion	23

Chapitre II : Conception par les relations analytiques et empiriques

II.1 Introduction	24
II.2 Les différentes méthodes analytico-empiriques pour la conception des machines électriques	24
II.2.1. Première Méthode JUFER- SABONNADIÈRE	25
II.2.2. Deuxième Méthode Ecole Polytechnique MONREAL	25
II.2.3. Troisième Méthode LIWSCHITZ.....	25
II.2.4. Quatrième méthode Méthode Anglo-Saxonne NEMA	26
II.3. Cahier des charges	26
II.4. Algorithme de dimensionnement de la machine traduire cela en organigramme	27

II.5 Relations analytiques- empiriques.....	28
II.5.1 Calcul des dimensions principales	28
II.5.2. Facteur de forme structurel	29
II.5.3. Facteur de forme d'onde	31
II.5.4 Facteur d'ESSON	33
II.5.5. Calcul de diamètre du stator	33
II.6. Calcul et vérification des grandeurs de l'entrefer	35
II.6.1. Calcul de l'épaisseur de l'entrefer	35
II.6.2. Calcul du flux et de l'induction dans l'entrefer	35
II.6.3. Calcul des grandeurs de l'enroulement statorique	36
II.6.3.1. Section des conducteurs de l'enroulement du stator	36
II.6.3.2. Nombre de conducteurs par encoches	37
II.6.3. 3. Facteur d'enroulement au stator	37
II.6.3.4. Nombre d'encoches au stator	39
II.7 Dimensionnement de l'encoche du stator	39
II.7.1. Formes d'encoches usuelles au stator	39
II.7.2. Inductions magnétiques dans les dents et culasse du stator	40
II.7.3. Dimensionnement des encoches	41
II.7.4. Calcul des dimensions des encoches au stator	43
II.7.4.1. Présentation géométrique générale d'une encoche statorique	43
II.7.4.2. Section de l'encoche	43
II.7.4.3. Fente et clavette de l'encoche.....	44
II.7.4.4. Largeurs de l'encoche	44
II.7.4.5. Encoche trapézoïdale à fond plat ouverte ou semi-fermée	44
II.7.4.6. Encoche rectangulaire semi ouverte	44
II.7.4.7. Encoche ronde	45
II.8. Calcul des dimensions des encoches au rotor	45
II.8.1. Nombre d'encoche	45
II.8.2. Calcul du courant et de la section de la barre	46
II.8.3. Type et forme d'encoches des rotors à cage	46
II.8.4. Dimensionnement de l'encoche du rotor	48
II.8.4.1. Présentation géométrique générale d'une encoche rotorique.....	48
II.8.4.2. Fente et clavette d'encoche rotorique.....	49
II.8.4.3. Largeur et hauteur de la dent.....	49
II.8.4.4. Hauteur de la culasse magnétique	49
II.8.4.5. Largeur de l'encoche coté entrefer	50
II.8.4.6. Encoche trapézoïdale semi ouverte	50
II.8.4.7. Encoche rectangulaire semi fermée	50
II.8.4.8. Encoche ronde	50
II.8.5. Dimensionnement de l'anneau de court-circuit	50
II.9. Calcul des forces magnéto- motrices	51

II.9.1. Coefficient de carter	52
II.9.2. Force magnétomotrice dans l'entrefer	52
II.9.3. Force magnétomotrice dans les dents	52
II.9.4. Force magnétomotrice dans la culasse	53
II.9.5. Coefficient de saturation	53
II.10. Conclusion	53

Chapitre III : Calcul des Paramètres électriques et des performances

III. 1 Introduction	54
III.2. Calcul des paramètres électriques de la machine	54
III.2.1. Résistance statorique	54
III.2.2. Résistance de la cage rotorique	56
III.2.2.1 Résistance de la barre	56
III.2.2.2 Résistance d'une portion de l'anneau	57
III.3. Calcul des réactances	57
III.3.1. Réactance de fuites statorique	58
III.3.1.1. Réactance de fuites d'encoche statorique	58
III.3.1.2. Réactance de fuites différentielle	59
III.3.1.3. Réactance de fuites de tête de bobine	59
III.3.1.4. Réactance de fuites zig-zag	60
III.3.2. Réactance de fuites rotorique	60
III.3.2.1. Réactance de fuites d'encoche rotorique	60
III.3.2.2. Réactance différentielle rotorique	61
III.3.2.3. Réactance de fuites due à l'inclinaison des barres	61
III.4. Réactance magnétisante	62
III.5. Evaluation des Pertes	63
III.5.1. Bilan de puissance du moteur asynchrone.....	63
III.5.2. Pertes fer principales	64
III.5.2.1 Pertes par hystérésis	64
III.5.2.2 Pertes par courant de Foucault	65
III.5.2.3 Pertes fer totales dans les tôles magnétiques	65
III.5.2.4 Pertes fer dans la culasse statoriques	65
III.5.2.5 Pertes fer dans les dents statoriques	66
III.5.3 Pertes supplémentaire.....	66
III.5.4. Pertes par effet Joule	66
III.5.5. Pertes mécaniques	67

III.6. Puissance transmise à l'arbre	68
III.7. Puissance utile	68
III.8. Couple électromagnétique	68
III.9. Rendement	68
III.9.1. Contraintes d'éco-conception et optimisation	68
III.9.2. Quelles sont les valeurs limites des classes de rendement des moteurs ?.....	71
III.9.3. Comment comparer les rendements de la norme CEI 60034-30 à ceux d'autres normes? .	71
III.10. Conclusion.....	72

Chapitre IV : Elaboration du code de dimensionnement structurel et implantation sous Matlab

IV. 1 Introduction	73
IV.2. Résultats de simulation	73
IV.2.1. Dimensions géométriques et électriques	73
IV.2.2. Performance de la machine	79
IV.2.3. Conséquences d'une variation de tension dans un moteur asynchrone	84
IV.2.4. Conséquences d'une variation de fréquence.....	85
IV.3. Conclusion	85
Conclusion générale	86
Références bibliographiques	

Introduction générale

Introduction générale

Une des plus anciennes disciplines dans le vaste champ de l'électromécanique, est l'ingénierie de la machine électrique. De par sa construction, la machine asynchrone est la plus robuste et la moins chère du marché, elle est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques et dans plusieurs domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse variable. En fait les premières tentatives de construction de machines électriques commencèrent avec la découverte des phénomènes d'induction et la mise en évidence des forces issues de l'interaction entre les champs électromagnétiques et les courants de conduction (Lois : Lenz, Laplace, Faraday ... etc.). Ainsi et désormais le domaine de conception des machines électriques est l'une des plus prestigieuses découvertes du siècle dernier et reste aujourd'hui un thème de recherche très prisé par les laboratoires de recherche [1].

Lorsqu'on veut construire une machine électrique, on ne doit pas seulement tenir compte de ses propriétés électromagnétiques, mais faire en sorte que sa construction et son exploitation soient économiques et rentables. Les facteurs qui influent sur les dimensions du moteur sont multiples et variés selon le type de la machine à construire. Pour les machines asynchrones, ce sont les conditions de démarrage, la capacité de surcharge, le facteur de puissance et le rendement qui sont déterminants [2]. D'une manière générale, toute machine doit :

- Satisfaire aux spécifications énoncées dans son cahier des charges (vitesse, effort, puissance, rendement, précision, longévité) ;
- Offrir à ses utilisateurs un niveau de sécurité convenable.
- Suivre une démarche d'éco-conception appliquée à un moteur asynchrone triphasé représentatif de ce qui est installé massivement chaque jour dans l'industrie, en tenant compte de toutes les phases du cycle de vie qui commence de l'extraction de minerai jusqu'à la fin de vie

Dans un sens large, le dimensionnement est la procédure qui vise à déterminer la taille ou les caractéristiques d'un élément pour lui permettre d'être apte au service et d'assurer la sécurité nécessaire, qui fait appel au savoir-faire et à l'expérience du constructeur [3].

La rude concurrence entre les entreprises à accélérer le développement de leurs produits, et pour qu'un produit soit compétitif sur le marché, il faut continuellement réduire les coûts, augmenter les performances, diminuer les temps de conception et de fabrication

pour sortir un produit le plus rapidement possible. C'est à ces ensembles de contraintes que les ingénieurs et chercheurs doivent faire face.

Le concepteur est amené donc à manipuler une diversité de modèles et d'algorithmes pour mettre en œuvre une méthodologie de conception spécifique à l'application visée, dans des délais raisonnables. Mais, avant de se lancer dans ce processus, le concepteur doit en premier lieu définir proprement et précisément le problème à résoudre. Ceci s'articule autour de deux points importants. Le premier point est la définition de la structure répondant aux critères décrits dans le Cahier des charges. Cela consiste à choisir parmi des éléments existants celui ou l'ensemble de ceux qui permettent d'obtenir le fonctionnement désiré. Le deuxième point est la détermination des grandeurs géométriques et physiques. Dans cette étape, le concepteur manipule des équations mathématiques liant des paramètres descriptifs d'un système (grandeurs géométriques) et des paramètres caractérisant le fonctionnement du système (le rendement).

Problématique et motivations

Il faut donc pouvoir évaluer l'expression analytique de toutes les variables qui caractérisent le fonctionnement et les qualités du système en particulier celles qui apparaissent dans le cahier des charges, en fonction des grandeurs descriptives du système.

L'enjeu scientifique de cette étude, permet de mettre au point un programme sous environnement MATLAB de dimensionnement et de conception des machines asynchrones et une simulation du régime transitoire de cette conception à partir d'un cahier des charges donné. La démarche adoptée doit permettre un dimensionnement complet, vérifiant toutes les contraintes électromagnétiques, thermiques, mécaniques et économiques.

Les travaux que nous avons menés dans le cadre de ce présent mémoire s'articulent autour de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on présentera des généralités sur le moteur asynchrone triphasé à savoir son principe de fonctionnement et ces composants principaux. Une investigation structurelle des machines électriques est faite avec une attention particulière. On terminera par un classement des moteurs asynchrones selon la NEMA (National Electrical Manufacturer Association).

Introduction générale

Le deuxième chapitre portera les expressions analytiques nécessaires à la construction, que ça soit pour les dimensions géométriques ou bien celles qui permettent le calcul des inductions magnétiques, selon les contraintes du cahier des charges.

Le troisième chapitre, traitera des expressions de calcul des différents paramètres électriques du schéma électrique équivalent de la machine asynchrone à cage. Ces paramètres permettront d'évaluer les différentes pertes dans la machines et d'établir un bilan énergétique. Une analyse des performances (couple, courant, rendement...) du moteur est finalement conduite.

Enfin, le quatrième chapitre comprend la simulation sous MATLAB du moteur asynchrone sur notre modèle analytico-empirique. Les résultats y sont aussi portés. On termine avec une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I

**Généralité sur la conception et
la construction de la machine
asynchrone**

I.1 Introduction

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 auxquels se réfèrent la plupart des spécialistes en témoigne [4].

La conception des machines électriques est en pleine évolution. En effet, l'intensification de la concurrence économique force les entreprises à accélérer le renouvellement de leurs produits et la mise en œuvre de technologies innovantes. Les ingénieurs et chercheurs se trouvent confrontés à ce nouveau défi qui consiste à faire face à une complexité croissante dans des délais d'études toujours plus courts [5].

Le domaine de construction des machines électriques est l'une des plus prestigieuses découvertes 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 coût-volume-performances » [6].

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 [4].

Le premier calcul des dimensions géométriques d'une machine est la phase la plus complexe de sa conception en même temps que celle qui laisse le plus de liberté quant au choix des moyens mis en œuvre pour y parvenir. En effet, partant d'un minimum de données

géométriques et du cahier des charges , le code de calcul propose une géométrie partiellement optimisée sur le plan physique. On distingue, dans le cas général, trois étapes principales :

- Cahier des charges : Valeurs admissibles
- Un calcul simple, mais aussi réaliste que possible, des dimensions de la machine à construire, compte tenu des contraintes physiques : Électrique, magnétique, thermique et mécanique [6] ;

Concevoir un système nécessite de connaître son fonctionnement. La première phase du processus de conception consiste à analyser le système, puis ensuite le modéliser en mettant en jeu les interactions entre phénomènes les plus pertinents. Les données et contraintes d'appuis de la conception sont regroupées dans un cahier des charges. La conception des moteurs électriques se trouve face à plusieurs contraintes qui limitent l'exploitation que sa soit des matériaux électriques ou bien des matériaux magnétiques et les isolants, dans ce qui suit, nous allons illustrés certaines contraintes sous les quelles la machine est soumise [7], [4].

Ce chapitre va illustrer 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).

La machine asynchrone, est très répandue dans le milieu industriel en raison de sa robustesse et son faible coût de fabrication et de maintenance. Au début, son utilisation était l'entraînement des systèmes à vitesse constante. Actuellement, avec l'amélioration de l'électronique de puissance, celle-ci supplante les moteurs à courant continu dans le domaine de la variation de la vitesse [5].

I.2 Généralités sur la construction de moteurs asynchrones triphasés

Le moteur asynchrone (ou moteur d'induction) permet la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique. Le moteur asynchrone se présente soit avec un rotor à cage d'écureuil ou a rotor en court-circuit, ou avec un rotor bobiné. Pour réduire le bruit et certains harmoniques pendant le démarrage et pour que l'accélération soit plus uniforme, on construit le rotor de façon à ce que les conducteurs soient obliques par rapport à l'axe du moteur.

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de construction des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées

peuvent se décomposer, en trois parties distinctes comme le montre les figures (I.1 ; I.2 ; I.3 ; I.4) :

- **Le stator**, partie fixe de la machine ou est connecté à l'alimentation électriques ;
- **Le rotor**, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- **L'arbre**, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur [8], [9].

Toutes les deux parties sont faites de tôles d'acier au silicium et comptent des encoches où l'on place des enroulements. Selon le type de rotor on distingue les moteurs à rotor bobiné et les moteurs à cage d'écureuil.

L'épaisseur des tôles du stator varie entre 0.35 et 0.55 mm. Plus les tôles sont fines, plus on minimise les pertes du circuit magnétique. Pour les moteurs à grand diamètre, les tôles sont découpées par sections (il n'y a pas une seule tôle pour toute la circonférence du moteur mais plusieurs). Les tôles sont recouvertes d'une couche de vernis pour limiter les courants de Foucault. Le coefficient de foisonnement est donc le rapport entre l'épaisseur véritable de l'acier et l'épaisseur physique de l'empilement de tôles. Il varie entre 0.92 et 0.94 normalement.

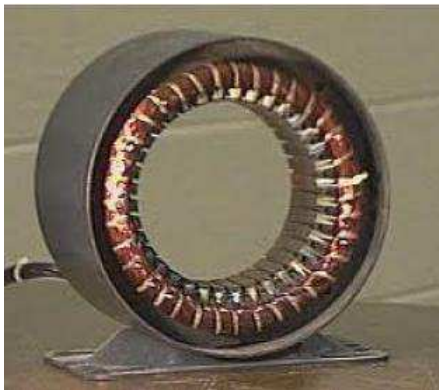


Figure I.1 : Stator d'un moteur asynchrone [4]



Figure I.2 : Rotor bobiné d'un moteur asynchrone [4]



Figure I. 3 : Rotor à cage d'écureuil [4], [10]

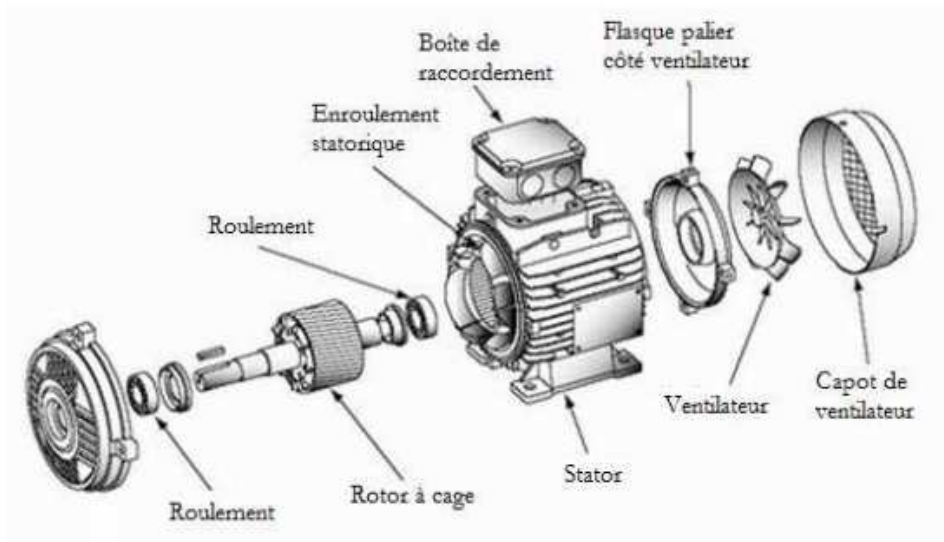
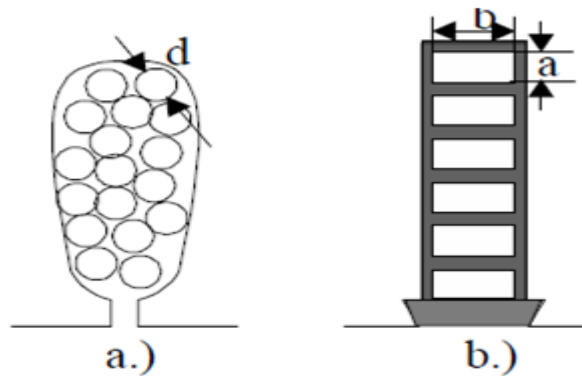


Figure I.4 : Organisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [12]

La (figure I.5) présente les différents types d'encoches au stator. Les diverses formes d'encoches sont de deux types génériques : ouverte et semi ouverte (figure. I-6). Les encoches de type ouvert sont habituellement de même largeur sur toute leur profondeur ; par conséquent, les dents sont de forme trapézoïdale avec un étranglement près de l'entrefer pour insérer une clavette. Les encoches de type semi ouverte sont généralement de forme trapézoïdale, ce qui permet d'usiner des dents à parois parallèles. L'ouverture laissée par ce deuxième type d'encoche est réduite à une largeur minimale mais permet toutefois qu'on y insère des conducteurs de faible diamètre. Pour des longueurs de stator (et de rotor)

inférieures à 200 mm, on ne subdivise pas le paquet de tôles. Au-delà de 200 ou 250 mm, le paquet de tôles est en général divisé en paquets élémentaires séparés par des espaces d'air ou canaux de ventilation dont la largeur varie entre 8 et 12 mm [25].



a) Encoches statorique avec des conducteurs ronds, b) rectangulaire

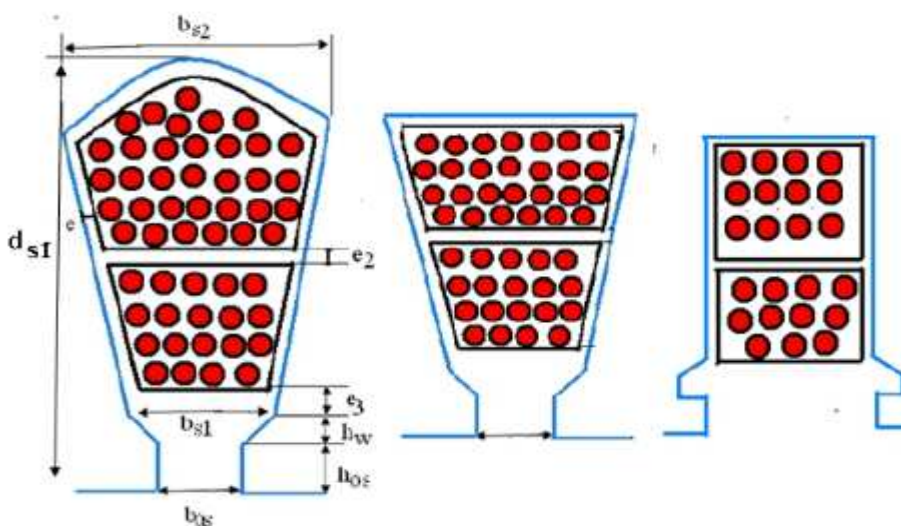
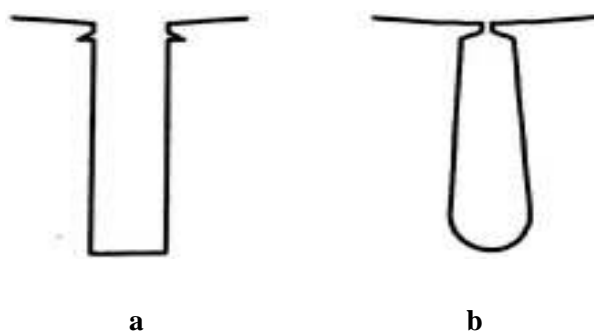


Figure I.5 : Formes d’encoche pour différentes classes de moteur selon la NEMA [1] [25] [13]

La (figure I.6) qui suit illustre des exemples des types d’encoches selon le classement de la NEMA :



(a) - Encoche ouvert et (b) – Encoche semi-ouverte [1].

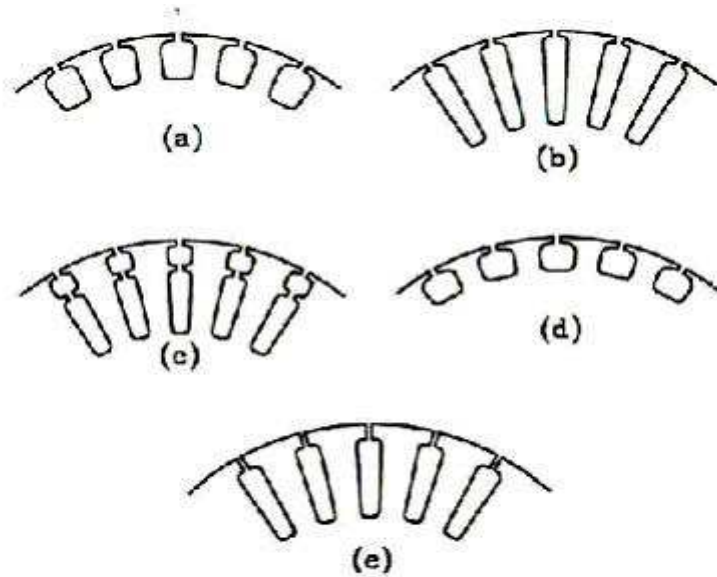


Figure. I.6 : Les différents types d'encoches au rotor, classement de la NEMA [4]

I.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 (figure I.7). 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 [14].



Figure. I.7. Bobinage d'une machine électrique [14]

On distingue trois types de bobinage: concentrique, imbriqué et ondulé. L'enroulement concentrique (figure I.8) est un bobinage à une seule couche, son utilisation est favorable dans les machines à faible et moyenne puissance, tant dit que l'imbriqué (figure I.9) est beaucoup employé dans les gros moteurs, alors que l'ondulé (figure. I.10), 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.

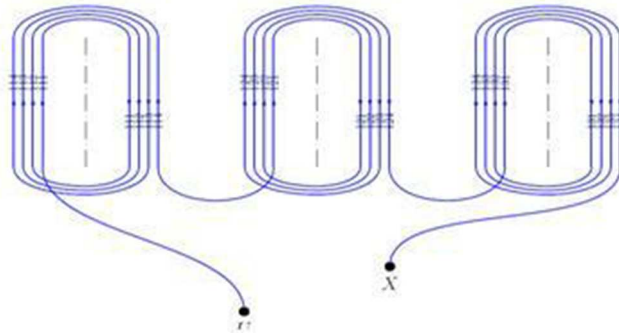


Figure. I.8 : Schéma d'un enroulement concentrique [14]

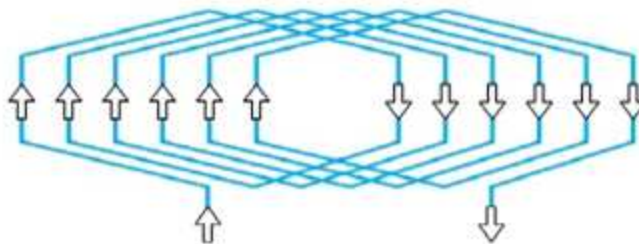


Figure. I.9 : Schéma d'un enroulement imbriqué [14]

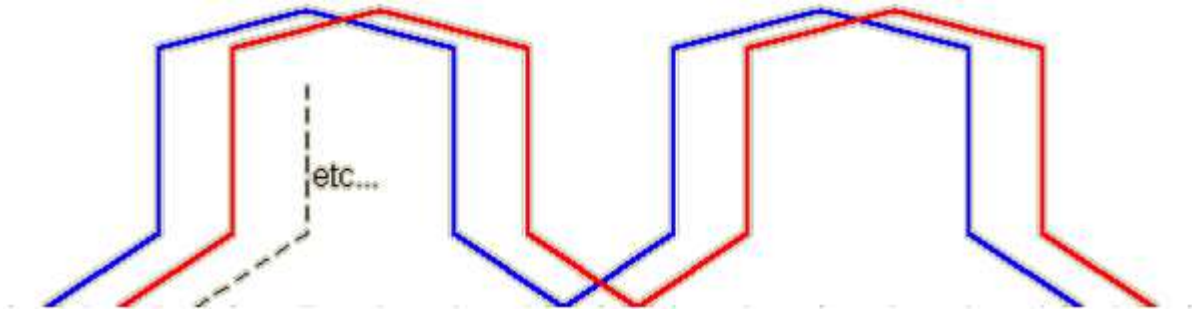


Figure. I.10 : Schéma d'un enroulement ondulé [14]

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 (figure I.12).

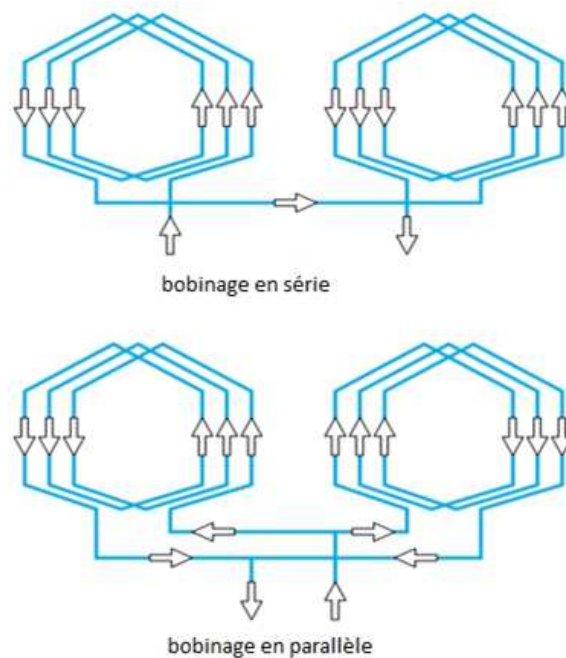


Figure. I.12 : bobinages multipolaires [14]

I.4 Matériaux dans les machines électriques

Les machines électriques comportent essentiellement 04 types de matériaux jouant un rôle important dans la conversion électromagnétique de l'énergie.

1. Des matériaux magnétiques pour canaliser le flux magnétique ;
2. Des matériaux conducteurs pour conduire les courants électriques ;
3. Des isolants ;
4. Des organes mécaniques.

Il est toujours nécessaire, dans toute conception de produit industriel, de choisir le matériau dans lequel l'objet sera réalisé et le procédé utilisé pour sa réalisation. Ce choix est à la fois crucial et difficile. Crucial car de lui dépend la performance de la conception et sa viabilité économique, difficile en raison à la fois de la diversité des matériaux et des procédés possibles, et de la variété des requêtes exigées par la conception [15].

I.4.1 Matériaux magnétiques

Sous l'action d'un champ d'excitation magnétique \vec{H} extérieur, les matériaux magnétiques sont le siège d'une induction locale \vec{B} , qui est la résultante de l'aimantation du matériau et du champ appliqué : $\vec{B} = \mu_0\vec{H} + \vec{M}$

$\mu_0\vec{H}$: L'induction d'un matériau ;

\vec{M} : L'aimantation locale du matériau

On distingue les matériaux magnétiques doux et les matériaux magnétiques durs, tous deux utilisés dans la fabrication de machines électriques :

- Un matériau magnétique doux est caractérisé par une perméabilité relative élevée et un champ coercitif faible. On l'utilise notamment comme conducteur de flux pour transmettre une information ou convertir de l'énergie.

Tableau I.1: Caractéristiques de Quelques Matériaux Magnétiques Doux (à température ambiante) [15].

Matériau	Composition (%)	Perméabilité relative initiale (en10 ³)	Perméabilité relative maximale (en10 ³)	Champ coercitif (A/m)
Fer pur	0.05 (impureté)	10	200	4
Fe Si (orienté)	97Fe 3Si	1.5	40	8
78 Permalloy	78.5Ni 21.5Fe	8	100	4
Supermalloy	5Mo 79Ni 16Fe	100	1000	0.16
Mumétal	5Cu 2Cr 77Ni 16Fe	20	100	4
Permendur	50Fe 50Co	0.8	5	160
Amorphe	40Fe 40Ni 14P 6B	≈5	≈5	≈0.8

Par contre, un matériau magnétique dur est caractérisé par une perméabilité relative faible ($\mu_r \approx 1$) et un champ coercitif élevé. Les termes $\mu_0\mu_r.H$ et J sont alors du même ordre de grandeur, le matériau ferromagnétique dur est une source de flux, ou un aimant.

Tableau I.2 : Caractéristiques de Quelques Matériaux Magnétiques Durs (aimants) [15].

Matériau	Composition (%)	Induction rémanente (T)	Champ coercitif (A/m)
Alnico à cristallisation dirigée	8Al 14Ni 24Co 3Cu 51Fe	1.3	63.6
Poudre de fer	Fe	0.6	38
Cobalt platine	50Co 50Pt	0.68	340
Samarium cobalt	SmCo5	0.9	716

Pour réduire les pertes par hystérésis, les métallurgistes soumettent les tôles, qui serviront à confectionner les circuits magnétiques, à des cycles de laminage à des températures très précises. Le but étant d'obtenir des cycles d'hystérésis très étroits et d'orienter les domaines magnétiques (domaine de Weiss) afin d'obtenir une direction où la réluctance est minimale. Les pertes par hystérésis étant fonction de la surface du cycle (et de la fréquence) on les diminue ainsi considérablement. Les rouleaux de tôles sont découpés par emboutissage en considérant l'axe de laminage indiqué par le métallurgiste. Le fabricant de tôles soumet celles-ci à des essais et indique les pertes en W/kg pour telle fréquence et tel champ magnétique maximum. On utilise par exemple [16] :

- Des tôles au silicium : alliage de fer et de 3,4 % de silicium, saturée à 2 T, $\mu_r = 6500$;
- Des tôles spéciales à grains orientés, saturées à 3 T, $\mu_r = 35000$.

I.4.2 Matériaux conducteurs

Pour le bon fonctionnement d'une machine, le choix d'un conducteur pour réaliser le circuit électrique est très important. Les bobines électromagnétiques de la plupart des dispositifs électromagnétiques typiques sont élaborées avec du fil en cuivre. Le fil de bobinage en cuivre est disponible avec différents types d'isolation pour un fonctionnement jusqu'à une température maximale de 240 °C (Poly imide). Le cuivre est généralement utilisé pour réaliser les bobinages des machines électriques car, à part l'argent, c'est le matériau dont la résistivité est la plus faible.

Le paramètre important qui influence directement les performances du conducteur et donc les performances des moteurs, est l'évolution de la résistance du conducteur en fonction de la température. Par exemple, une réduction de la température de 10 °C dans un moteur réduit les pertes Joule de 3 à 4%. La résistance du conducteur dépend fortement de la température et augmente linéairement avec celle-ci. La résistivité d'un métal change de façon complexe, approximée souvent par l'équation suivante valable entre 20 et 1600°C [16]:

$$\rho(T) = \rho_0(1 + \alpha\Delta T) \quad (I.1)$$

Où $\Delta T = (T - T_0)$, ρ_0 et α sont respectivement la résistivité à la température ambiante T_0 , et les coefficients en fonction de la température.

Tableau 1.3 : Caractéristiques de Quelques Matériaux conducteurs Résistivité à 20°Celsius en ohm-mètre, $\Omega \cdot m$ [21]

Matériaux	ρ_0	α	
		Valeur minimale	Valeur maximale
Cuivre	1,72.10 ⁻⁸	3,6	4,3
Or	2,04.10 ⁻⁸	3,4	3,71
Aluminium	2,63.10 ⁻⁸	3,7	4,3
Argent	1,59.10 ⁻⁸	3,6	6,1
Laiton	7,0.10 ⁻⁸	1,0	1,5

I.4.3 Matériaux Isolants- Classe d'isolation

Les conducteurs sont isolés avec du papier, du coton, du bois, du PVC (polychlorure de vinyle), du caoutchouc, des thermoplastiques... Une fois la machine construite, on l'étuve afin de supprimer l'humidité puis on l'imprègne avec des vernis ou des résines, suit éventuellement une phase de cuisson. Les différents isolants répondent à un cahier des charges incluant la valeur de la tension électrique à supporter, la température de fonctionnement, les contraintes fonctionnelles et d'agencement de l'isolant dans la machine.

Tous les facteurs de vieillissement thermique, électrique, mécanique et environnementaux ont un impact sur la durée de vie de tout type de machine, mais l'importance de l'un vis-à-vis des autres varie avec le type de machine et les conditions d'utilisation. C'est la qualité de ses isolants qui fait la qualité d'une machine. C'est par

vieillesse puis destruction par claquage (amorçage d'un arc à travers l'isolant) que prend fin la vie d'une machine électrique.

L'isolation entre les conducteurs, les bobines entre elles et le circuit magnétique peut s'effectuer à l'aide de plusieurs types de matériaux isolants, tels que le coton, la soie, le papier et autre matériaux similaires parfois imprégnés d'huile. On utilise aussi des matières inorganiques comme le mica, la fibre de verre, utilisés seules ou agglomérés à l'aide de produits tels que l'asphalte, la gomme et les résines synthétiques.

Les développements dans le domaine de la chimie ont amené toute une gamme de matériaux synthétiques, parmi eux le polyvinyle, le polyuréthane, le nylon, l'époxy et le polyester qui ont des caractéristiques isolantes et thermiques spécifiques. Pour l'isolation des fils on utilise des vernis. La (figure I.13) présente les différentes isolationsexistantes dans une encoche.

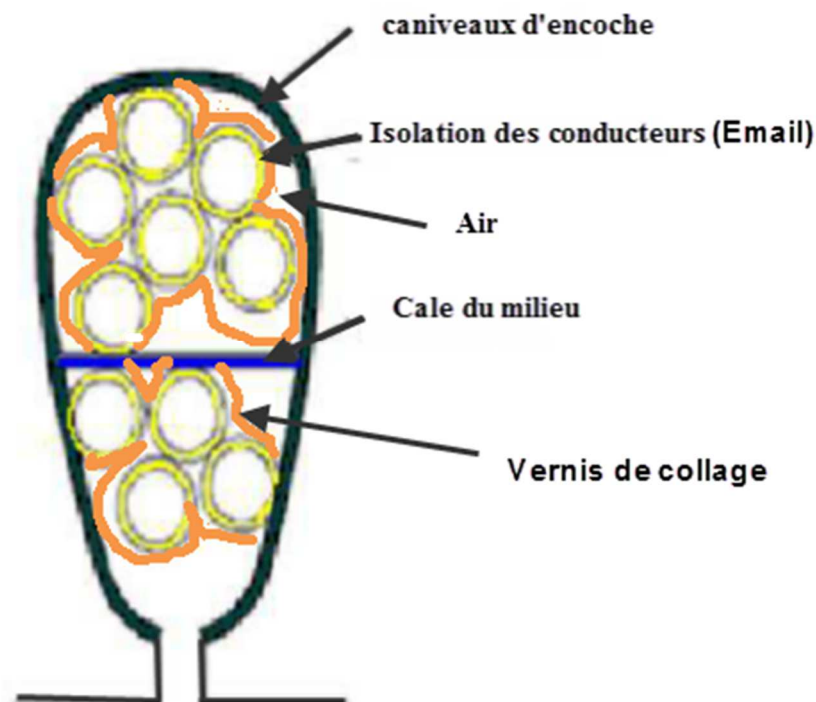


Figure. I.13 : Différentes isolations dans l'encoche [13]

La détermination de la capacité d'une machine à supporter un fonctionnement en régime permanent sous l'effet de la température est donc primordial. Cette grandeur est définie comme étant sa classe thermique ou classe d'isolation. Dans notre cas, la classe d'isolation définira la température maximale de fonctionnement des bobinages. Les trois

classes les plus utilisées et définies par les normes CEI 85 et CEI 34-1 (Commission Electrotechnique Internationale) ont été reportées dans le tableau ci-après ; elles fixent les valeurs limites de l'échauffement et de la température des bobinages (au point le plus chaud). La classe la plus courante est la classe F comme l'indique le tableau I.5 suivant [13] [16].

Les matériaux d'isolants utilisés entre conducteurs sont le papier, coton et amiante, et pour les conducteurs de faible section, on fait émaillage (couche de protection) ; Et entre conducteur et masse, on utilise les cartons, toiles huilées et tissus des verres imprégnés de vernis de silicone. D'après la Commission électrotechnique internationale :

Tableau I.4 : Classification des Matériaux d'Isolants [21].

<i>Classe</i>	<i>T° max (° C)</i>	<i>Matériaux</i>
Y	90	coton, soie, papier et matières organiques similaires sans imprégnation, ni immersion dans un diélectrique liquide
A	105	les mêmes matières, mais imprégnées ou immergées dans un diélectrique liquide tel que l'huile
E	120	émaux aux résines époxydes ou formol polyvinyle et textiles imprégnés de certains plastiques
B	130	matières minérales tels que mica, fibre de verre, amiante avec matières d'agglomération convenables (vernis)
F	155	mêmes matières mais avec d'autres agglomérant (résines alkyles, époxydes, polyesters)
H	180	élastomères de silicones ou mica, fibre de verre, amiantes agglomérées avec résines de silicone
C	>180	mica sans agglomérant, porcelaine, quartz, verre

I.5 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à $2\pi/3$ les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés (figure. I.14). Compte tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à son tour passe par un minimum). Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant, soit 50 Hertz. Les trois enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme [17].

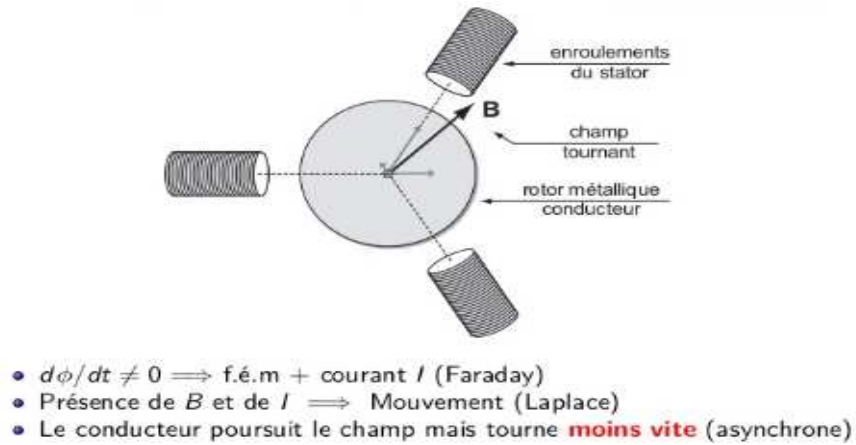


Figure I.14 : Variation et orientation du champ tournant dans une machine asynchrone bipolaire [14]

Le rotor est constitué de barres d'aluminium noyées dans un circuit magnétique. Ces barres sont reliées à leurs extrémités par deux anneaux conducteurs et constituent une cage d'écureuil (figure I.3). Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance. Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant, les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz, les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ, mais à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier. Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, si non la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone.

I.6 Classification NEMA des moteurs à cage d'écureuil

Selon le critère de la **NEMA**, on peut classer les moteurs à cage d'écureuil selon la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant plus grande que ce dernier est loin de l'entrefer. La résistance dépend de la longueur du rotor, de la section des conducteurs et du matériau utilisé. Plus cette résistance est grande, plus le courant de démarrage est grand.

Selon NEMA, on peut classer le moteur asynchrone comme le montre la (figure II.15) suivante :

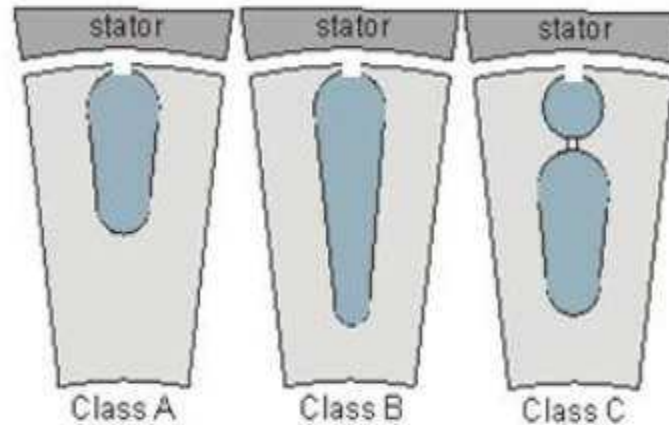


Figure I.15 : Formes d'encoche pour différentes classes de moteur selon NEMA[1]

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

Classe B: Moteurs à couple normal et à faible courant de démarrage. C'est le moteur le plus utilisé de nos jours. L'emploi d'encoches étroites et profondes permet d'avoir une réactance qui, lors du démarrage, est plus forte dans le bas du conducteur, ce qui force le courant à passer par le haut, réduisant la surface active et augmentant la résistance. Comme ci, le courant est limité et on peut démarrer à pleine tension dans beaucoup de cas.

Classe C: Moteurs à fort couple et à faible courant de démarrage. La double cage d'écureuil se construit de la façon suivante : on place un enroulement de forte résistance près de l'entrefer et un enroulement de faible résistance loin de la surface. Durant le démarrage, il se passe la même chose qu'avec les moteurs classe B. Le courant est donc faible mais le couple est fort. Lorsque le rotor a atteint sa vitesse pleine, la réactance loin du conducteur devient faible et la répartition du courant devient uniforme.

Classe D: Moteurs à fort glissement. (Il s'agit d'une encoche semblable à celle de la classe A de la figure mais plus courte). Ce moteur a un enroulement à forte résistance en raison de sa petite section, ce qui lui donne un fort couple et faible courant au démarrage. Le glissement peut atteindre 15 ou 20%.

Classe F: Moteurs à faible couple et à faible courant de démarrage. (Semblable à la classe B mais les conducteurs sont placés plus loin de l'entrefer). Au démarrage le courant est faible, mais le circuit est très inductif et le couple développé est aussi faible [9].

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 figure. I.16 montre le développement du couple/vitesse pour les 5 types de moteurs [1].

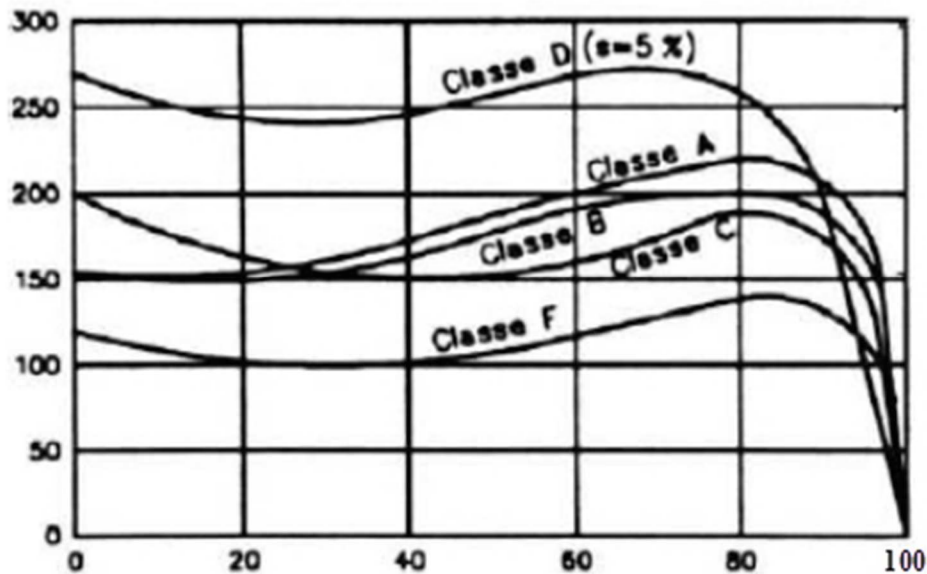


Figure I.16 : Courbes couple/vitesse en fonction de la classe du moteur [1].

I.7. Procédure de conception d'une machine asynchrone

Cette procédure est une approche analytique qui permet le dimensionnement des différentes parties de la machine. Elle est basée sur des formules empiriques et des abaques[1].

- **Organigramme de conception**

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.

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.17) [2].

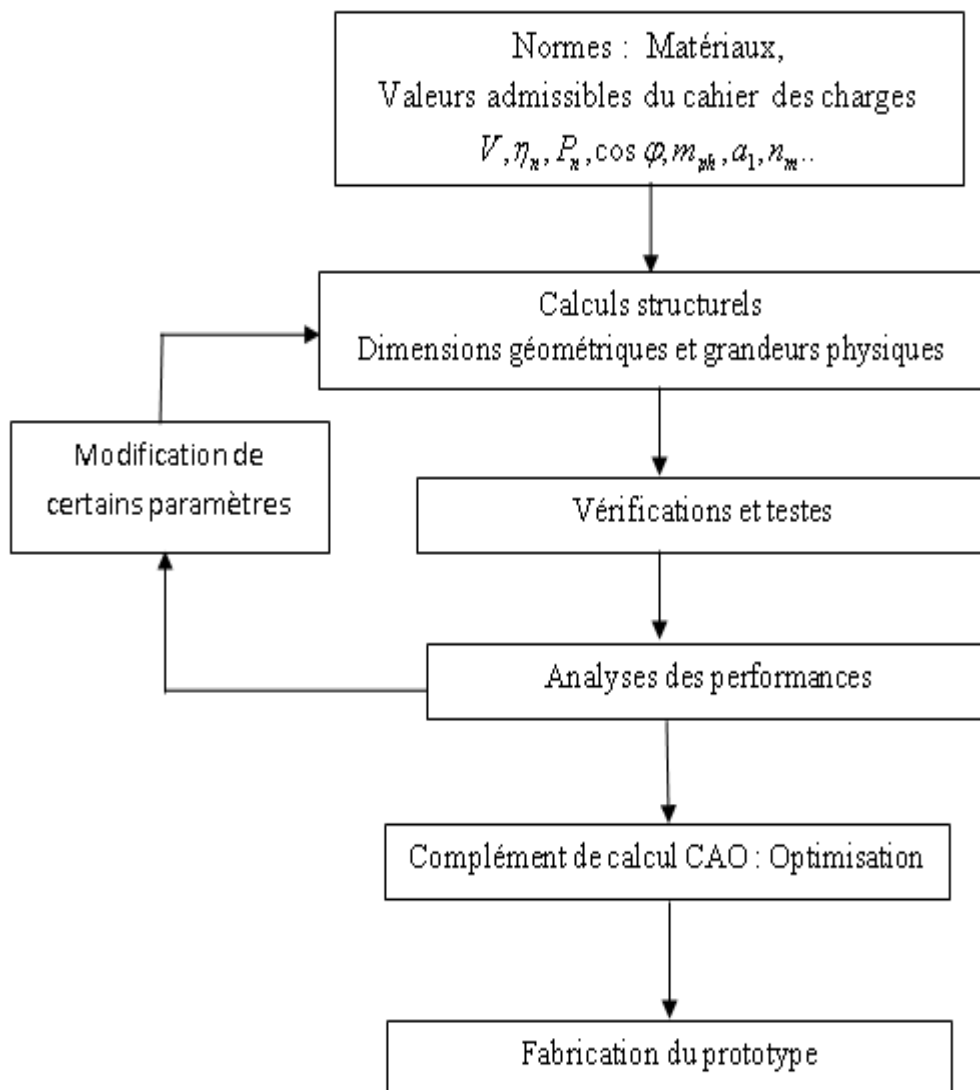


Figure I.17 : Etapes de la conception dans l'industrie.

I.8 Contraintes de conception des moteurs asynchrones

La conception des moteurs électriques se trouve face à plusieurs contraintes qui limitent l’exploitation que ça soit des matériaux électriques ou bien des matériaux magnétiques. Dans ce qui suit, nous allons illustrer certaines contraintes auxquelles la machine est soumise. Les tableaux suivants montrent quelques avantages et inconvénients de l’augmentation des paramètres [4] :

I.8.1 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 [4] :

	Avantages	Inconvénients
J_s ↗↗	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

I.8.2 L’induction dans l’entrefer

L’augmentation de l’induction dans l’entrefer engendre les avantages et les inconvénients suivants [4] :

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

I.8.3 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 du courant de magnétisation
	Augmentation d'échauffement
	Diminution de la capacité de surcharge

I.8.4 Nombre d'encoches au rotor et au 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 de la machine
	Diminution du rendement de la machine

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 données par les tableaux suivants [4]

I.8.5 Niveau de la densité de flux magnétique

Paramètres	Valeurs admissibles [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)

I.8.6 Densité de courant dans les conducteurs

Paramètres	Valeurs admissibles [A/mm²]
Les conducteurs statoriques	3 - 8
Les conducteurs rotoriques (<i>cuivre</i>)	3 – 8
Les conducteurs rotoriques (<i>aluminium</i>)	3 – 6.5

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, après la présentation de la constitution générale d'une machine asynchrone, son principe de fonctionnement et ses caractéristiques, commencent 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 a savoir le rotor et le stator.

Ensuite, on a également vu le rôle des matériaux entrant dans la fabrication des machines électriques et leurs importances comme éléments nécessaires dans l'amélioration de fonctionnement de cette dernières.

Dans le deuxième chapitre, on va voir les différentes méthodes de conceptions ainsi que le détail de différentes expressions qui vont nous aider à faire le dimensionnement du moteur asynchrone.

Chapitre II

**Conception par les relations
analytiques et empiriques**

II. 1 Introduction

La conception des machines électriques est en pleine évolution. En effet, l'intensification de la concurrence économique force les entreprises à accélérer le renouvellement de leurs produits et la mise en œuvre de technologies innovantes. Les ingénieurs et chercheurs se trouvent confrontés à ce nouveau défi qui consiste à faire face à une complexité croissante dans des délais d'études toujours plus courts. Ces innovations ont été possibles grâce aux progrès réalisés dans la connaissance des machines et de leur commande mais aussi grâce aux progrès réalisés dans la démarche de conception. La maîtrise des savoirs et savoir-faire par les ingénieurs en est la clé de voute [5].

Tout concepteur de machines électriques se trouve en permanence confronté à la difficulté de devoir concevoir et dimensionner des machines :

- A la géométrie souvent complexe,
- Dans lesquelles interviennent des phénomènes non linéaires et fortement couplés (électromagnétique, thermiques, mécaniques, ...),
- Devant répondre à un cahier des charges induisant des contraintes d'égalité ou d'intervalle sur les paramètres,
- Et devant encore, si possible, représenter un optimum.

Ces concepteurs ont à leur disposition des logiciels d'analyse. En revanche ils disposent de rien ou de peu de choses pour les aider dans les phases mêmes de conception telles que le dimensionnement ou l'optimisation. Pour la détermination des relations analytiques des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre pour base la puissance apparente. La détermination des relations analytiques permet de poser un modèle qui sera implanté dans un programme de calcul qui donnera toutes les caractéristiques du moteur, y compris sa conception [19].

Ce chapitre représente un préambule du processus de conception et de dimensionnement; toutes les relations fondamentales pour l'établissement du programme de prédimensionnement y sont posées.

II.2 Les différentes méthodes analytico-empiriques pour la conception des machines**Électriques**

Ils s'existent plusieurs méthodes pour la conception et le dimensionnement des machines électriques, c'est un domaine très large qui nécessite beaucoup d'approches et d'hypothèses.

La plupart des procédés disponibles dans la littérature suivent pratiquement la même démarche, la méthode en général ne change pas puisqu'on remarque toujours un même cheminement qui autorise le dimensionnement du stator suivi par un calcul du rotor. Dans ce qui suit nous proposons une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique.

II.2.1. Première Méthode JUFER- SABONNADIÈRE

Cette méthode proposée par Marcel JUFER et Jean-Claude SABONNADIÈRE, basée sur des formules pour le dimensionnement du fer statorique, un calcul rotorique puis le dimensionnement du circuit magnétique :

- Imposer un niveau d'induction correspondant au coude de saturation de façon à limité les chutes de potentiel et les pertes fer, tout en diminuant le volume et la masse du fer ; puis définir ce niveau d'induction par la géométrie et le principe de conservation du flux magnétique.
- Le diamètre d'alésage et la longueur active sont les dimensions caractéristiques du processus de dimensionnement. Mais le facteur clé associé est l'induction radiale dans l'entrefer, sa distribution sera admise sinusoïdale.

II.2.2. Deuxième Méthode Ecole Polytechnique MONTREAL

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

II.2.3. Troisième Méthode LIWSCHITZ

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

la corrélation et la concordance de ces résultats de conception avec ceux délivrés par le constructeur du moteur à induction étudié [15].

II.2.4. Quatrième méthode Anglo-Saxonne NEMA

La National Electrical Manufacturers Association (ou NEMA) est une association américaine créée le 1er septembre 1926 par la fusion de l'Associated Manufacturers of Electrical Supplies et l'Electric Power Club en Virginie. Elle représente près de 350 fabricants de matériel électrique et d'imagerie médicale qui fabriquent des produits et des systèmes sûrs, fiables et efficaces. Cette méthode est une approche analytique qui permet le dimensionnement des différentes parties de la machine stator, rotor, arbre..

II.3 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 dans le cadre des machines électriques:

U_n : Tension nominale composée en Volts ;

f : Fréquence du réseau en Hertz ;

η_n : Rendement nominal ;

P_n : Puissance nominale en Watt ;

m : Nombre de phases au stator ;

Nm : Vitesse de rotation nominale en tr/mn ;

Donnée sur la hauteur d'axe ou la désignation du bâti T ;

$\cos\phi$: Facteur de puissance nominale ;

Nature des matériaux électriques, magnétiques, isolants ;

Classe du moteur et le degré d'isolation.

II.4 Algorithme de dimensionnement de la machine traduire cela en organigramme

La chronologie du dimensionnement est résumée dans la (figure I.1) suivante :

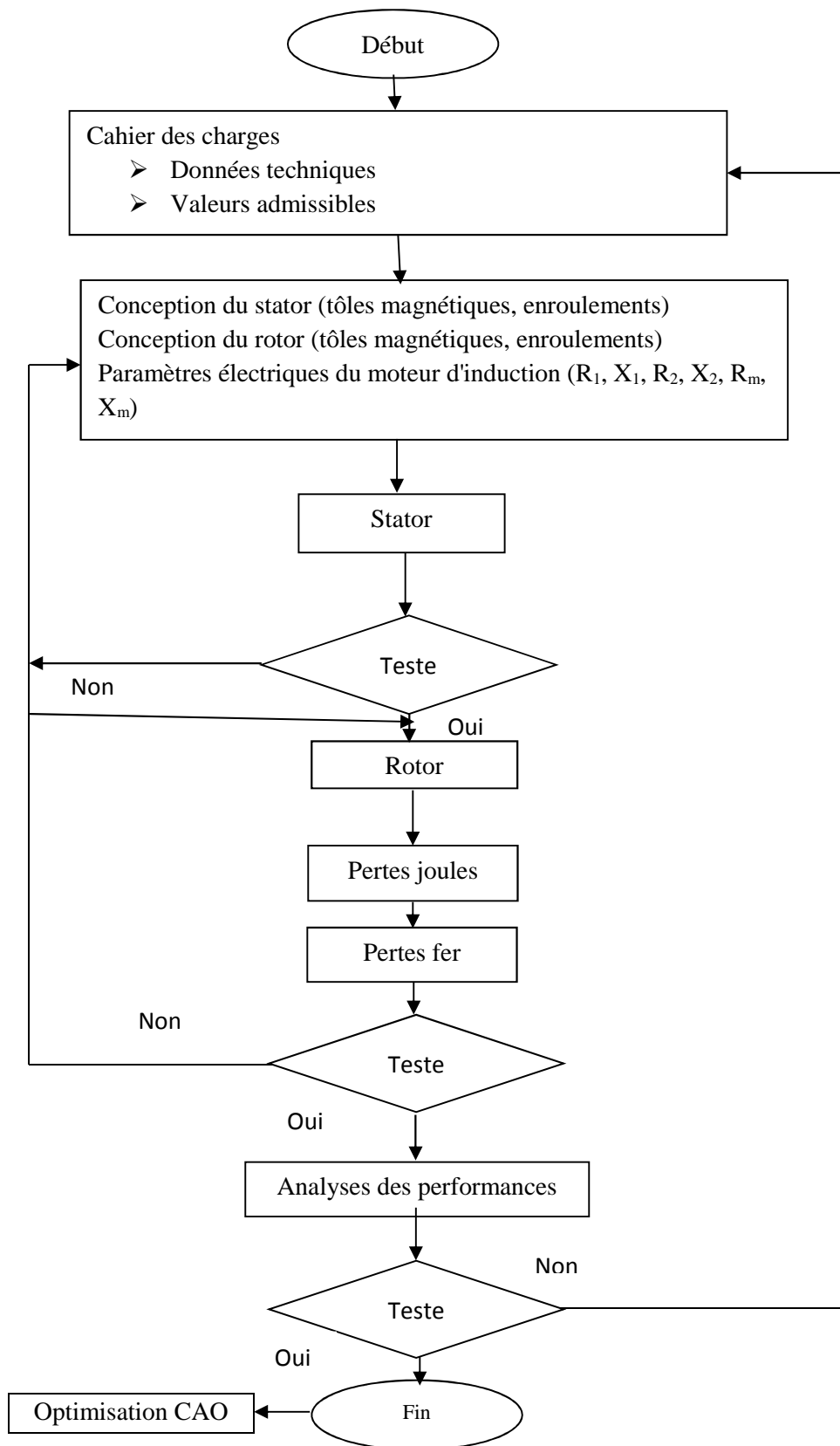


Figure II.1: Méthodologie de l'organigramme

II.5 Relations analytiques - empiriques

II.5.1 Dimensions principales physiques et géométriques

Les deux premières dimensions principales à calculer sont la longueur active de la machine "**La**" et le diamètre d'alésage "**Dis**". 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 (figure II.2).

Il existe deux grandeurs physiques principales qui caractérisent l'utilisation électrique et magnétiques de la machine, elles sont respectivement :

- La charge linéaire du courant caractérisant l'utilisation électrique de la machine A_1
- L'induction magnétique dans l'entrefer B_g

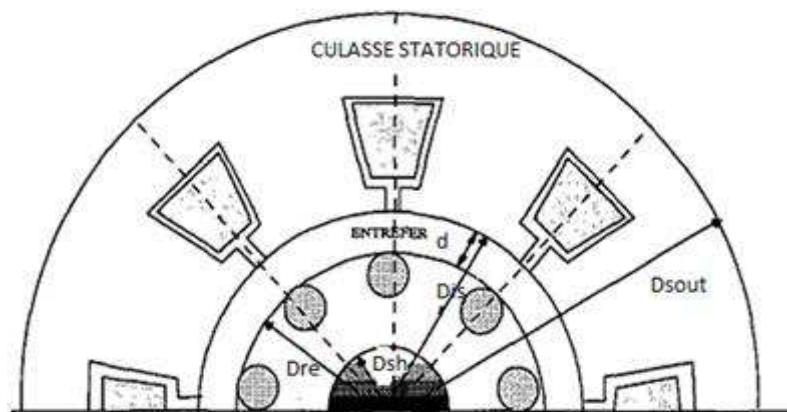


Figure. II.2 : Tôles magnétique statorique et rotorique [13]

L'expression du diamètre d'alésage (diamètre intérieur de la tôle magnétique du stator) s'exprime par la relation analytique suivante [4] :

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

Avec :

p : Nombre de paires de pôles.

S_{gap} : Puissance apparente [VA].

λ : Facteur de forme.

C_o : Facteur d'ESSON [J/m³]

f : Fréquence en [Hz]

La puissance apparente S_{gap} est calculée à partir de l'expression suivante [20] :

$$S_{gap} = \frac{K_e \cdot P_n}{\eta_n \cdot \cos \phi_n} = K_f \cdot \alpha_i \cdot K_{enr} \cdot (\pi^2 \cdot D_{is}^2 \cdot L_a) \frac{N_s}{60} (A_1 \cdot B_g) \quad (\text{II.2})$$

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 suivante [22] :

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

Les deux grandeurs physiques principales intervenant sont l'induction magnétique dans l'entrefer " B_g " et la charge linéaire de courant " A_1 " 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 [7] par la relation :

$$A_1 = \frac{2m \cdot W_1 \cdot I_n}{\pi \cdot D_{is}} \quad (\text{II.4})$$

Elle caractérise le courant réparti le long de l'entrefer par unité de longueur de la machine. Il s'agit d'une donnée essentielle pour le dimensionnement car elle influe directement sur l'échauffement.

Le courant nominal peut être calculé à partir de la relation ci-dessous [24] :

$$I_n = \frac{P_n \cdot 10^3}{m \cdot V \cdot \eta_n \cdot \cos \varphi} \quad (\text{II.5})$$

II.5.2. Facteur de forme structurel

Le gabarit de la machine est établi à travers le facteur de géométrie comme suit :

$$\lambda = \frac{L_a}{\tau_p} = \sqrt[3]{p} \succ 2 \text{ pôles} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

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

τ_p : pas polaire de la machine [m], il constitue la distance entre deux pôles voisins différents il est donné par:

$$\tau_p = \frac{\pi D_{is}}{2p} \quad [\text{m}] \quad (\text{II.7})$$

p : Le nombre de pôles donné par :

$$p = \frac{120.f}{N_s} \quad (II.8)$$

Ns : La vitesse de synchronisme donnée en [tr/min]

Le tableau II.1 indique les valeurs expérimentales usuelles du facteur de forme 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 [24]

Les performances de la machine asynchrone moyennant des objectifs données sont intimement liées aux du facteur de forme structurel selon les intervalles suivants [24] :

$1.5 \leq \lambda \leq 2$ 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 en fonction du nombre de paires de pôles tel que corrélé par les intervalles du tableau II.1.

$$L_a = \frac{\lambda \cdot \pi \cdot D_{is}}{2P} \quad [\text{mm}] \quad (II.9)$$

On notera aussi que certains concepteurs déterminent une première approximation de la longueur active en utilisant la notion de vitesse périphérique et le couple électromagnétique. Pour la gamme de puissance moyenne :

$$(D_{is}^2 \cdot L_a) = T \cdot \vartheta_{periph} \quad (II.10)$$

T : Vitesse de rotation nominale [N /m]

La vitesse périphérique du rotor peut quelque fois être un facteur important dans la détermination des dimensions. Les moteurs de constructions usuelles peuvent généralement tourner à des vitesses périphériques qui atteignent 50 m/s.

La vitesse périphérique influe aussi sur le nombre de canaux de ventilation qui servent au refroidissement des tôles et des conducteurs [25].

Si la vitesse est élevée, assurant une bonne circulation de l'air, on peut se permettre d'utiliser des paquets élémentaires de tôles plus épais, tandis que si la vitesse périphérique est faible, on doit s'en tenir à des paquets de tôles qui respectent les valeurs minimales déjà mentionnées ou sont parfois en deçà de ces valeurs.

II.5.3. 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 [24] suivante :

$$K_f = \frac{V_{\text{efficace}}}{V_{\text{moyenne}}} = \frac{\frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}}}{\alpha_i \cdot V_{\text{max}}} = \frac{1}{\alpha_i \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{II.11})$$

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 fera apparaître 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 la (figure. II.3).

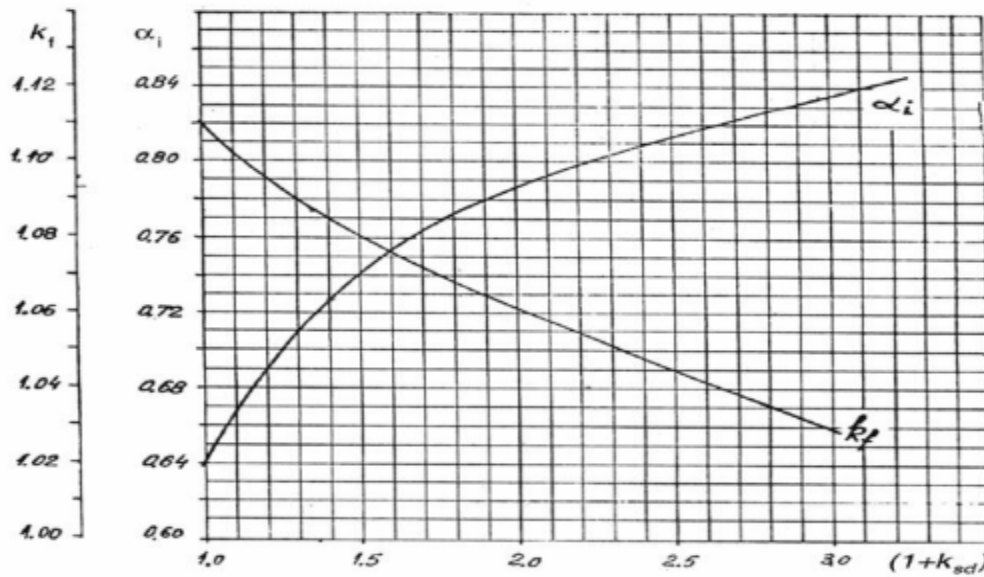


Figure. II.3 : Facteur de recouvrement polaire et le facteur de forme en fonction du coefficient de saturation des dents [24]

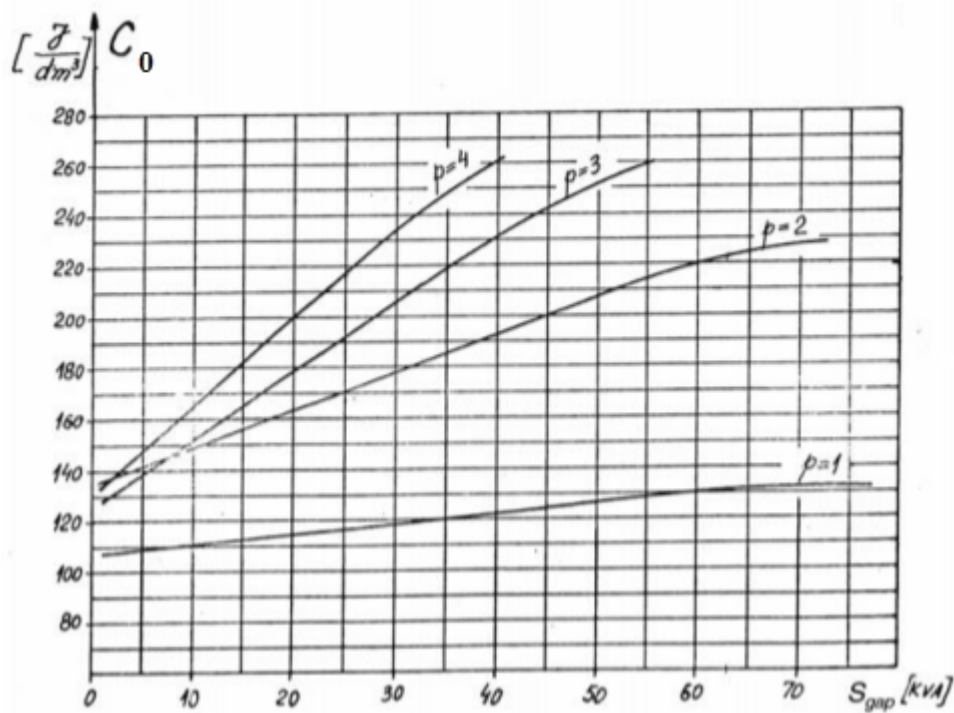


Figure. II.4 : Facteur d'ESSON en fonction de la puissance électromagnétique suivant le nombre de pôles [24].

II.5.4 Facteur d'ESSON

Le facteur d'Esson C_0 caractérise la puissance volumique de la machine ou encore une corrélation entre les contraintes électromagnétiques ($A_1 \cdot B_g$) et le volume de la machine tel que mis en évidence par la relation (II.12).

fonction de la puissance apparente et pour différents nombres de paires de pôles tels que donnée par la (figure II.4). Le calcul du facteur d'ESSON est nécessaire pour rendre utilisables les équations précédentes et d'assurer l'initiation du dimensionnement.

En pratique le facteur **d'ESSON** est donné par la relation suivante :

$$C_0 = K_f \cdot K_{enr} \cdot \pi^2 (A_1 \cdot B_g) = \frac{60 S_{gap}}{(Dis^2 L_a)} \quad (II.12)$$

II.5.5. Calcul du diamètre du stator

- **Choix du bâti et du volume du moteur**

La tendance dans la conception des moteurs électriques consiste à réduire le plus possible les dimensions géométriques en utilisant des matériaux magnétiques de qualité supérieure et en permettant une meilleure circulation de l'air en prévoyant des bâtis assez longs qui laissent suffisamment d'espace aux parties frontales (stator, rotor et têtes de bobines) comme le montre la (figure II.5) [13] :

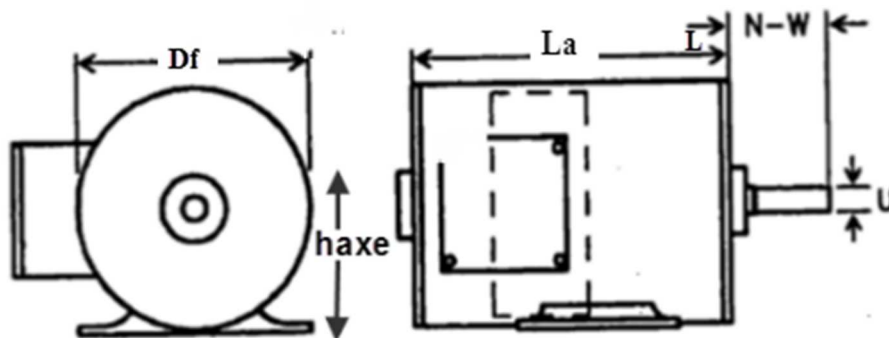


Figure. II.5. Schéma de la carcasse du moteur asynchrone [13]

- **Diamètre extérieur**

Le diamètre extérieur du stator peut être déterminé en fonction du diamètre du bâti choisi dans le tableau de la **NEMA** des diamètres standards donné par le tableau.II.2 tel que le diamètre du bâti correspond à la distance **A** sur la figure. II.2. Il peut être aussi choisi en fonction de la hauteur d'axe **h** (tableau.II.3). La méthode utilisée dépend des spécifications du cahier des charges.

Designation du bati	Diamètre du bâti D _f [mm]	La hauteur d'axe h _{axe} [mm]	Diamètre exterior du stator [mm]
145 T	174.752	50	81
184T	203.2	65	89
215T	238.252	68	100
256T	273.812	71	116
284T	358.648	80	131
326T	409.448	90	149
365T	472.948	100	168
404T	536.448	112	191
445T	599.948	132	225
		160	272
		180	313
		200	349
		225	392
		250	437
		280	500
		315	520
		355	590

Tableau. II.2 : Designation du bâti établie par la NEMA [13]

Tableau. II.3 : Diamètre exterior en fonction de la hauteur d'axe [13]

La relation donnant le diamètre exterior du stator en fonction du diamètre du bâti est comme le montre la figure.II.2:

$$D_{sout} = D_f - 2 \cdot t_f \quad [mm] \tag{II.13}$$

Avec :

D_f: diamètre du bâti en [mm]

t_f : intervalle d'air entre le bâti et le stator en [mm], on le prend en général t_f= 2.5%.D_f [13].

- **Diamètre intérieur du stator**

Le diamètre intérieur du stator pour des puissances moyennes, peut être déterminé en fonction du nombre de pôles et du diamètre extérieur donné par [13] :

$$D_{is} = 0.0254 \frac{D_{sout} - 0.647}{1.175 + \left(\frac{1.03}{p}\right)} \quad [m] \tag{II.14}$$

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 [13] :

$$K_D = \frac{D_{is}}{D_{sout}} \quad (II.13)$$

Nombre de pôles	2	4	6	8
K_D	0,54÷0,58	0,61÷0,63	0,68÷0,71	0,72÷0,74

Tableau. II.4 : Rapport du diamètre interieur et exterior du stator en fonction du nombre de pôles [24]

II.6. Calcul et vérification des grandeurs de l'entrefer

II.6.1. Calcul de l'épaisseur de l'entrefer

Le calcul de l'épaisseur « d » de l'entrefer est donné par les expressions empiriques suivantes en fonction soit de la puissance nominale, soit en fonction des dimensions principales tel que [24], [25] :

$$d = \frac{0.1 + 0.02\sqrt[3]{P_n}}{1000} \quad \text{pour } 2p = 2 \quad (II.14)$$

$$d = \frac{0.1 + 0.012\sqrt[3]{P_n}}{1000} \quad \text{pour } 2p > 2 \quad (II.15)$$

$$d = \frac{0.2 + 0.01P_n^{0.4}}{1000} \quad \text{pour } 2p = 2 \quad (II.16)$$

$$d = \frac{0.18 + 0.006P_n^{0.4}}{1000} \quad \text{pour } 2p > 2 \quad (II.17)$$

$$d = 0,25 \cdot \sqrt[4]{P_{mec}} \quad [25]$$

$$d = 0.2 + 2\sqrt{D_{is} \cdot L_a} \quad (II.18)$$

$$d = \rho \cdot 10^{-3} \cdot \tau_p \cdot \sqrt{2p}$$

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 [26]:

$$B_g = \frac{\Phi_m}{\alpha_i \cdot \tau_p \cdot L_a} \quad [T] \quad (II.18)$$

Avec Φ_m le flux magnétique dans l'entrefer il est calculé par l'expression suivante [25]:

$$\Phi_m = \left(0.00145 + \frac{0.003}{2p} \right) \left(\frac{60}{f} \cdot P_n \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Avec } P_n \text{ est en [HP]}$$

$$\Phi_m = \left(C_1 \sqrt{\frac{60}{f} \cdot P_{utile}} \right)^{10^{-3}} \quad (\text{II.19})$$

C_1 dépend du nombre de pôles comme le montre le tableau. II.5 suivant :

Nombre de pôles	C_1
2	2.95 ÷ 4.30
4	2.25 ÷ 2.85
6	1.15 ÷ 2.45
8	1.80 ÷ 2.20
10	1.70 ÷ 2.10
12	1.60 ÷ 2.00
14	1.55 ÷ 1.90
16	1.50 ÷ 1.85

Tableau. II.5 : Coefficient du flux magnétique sous un pôle.

II.6.3. Calcul des grandeurs de l'enroulement statorique

II.6.3.1. 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 [4].

$$S_{cond} = \frac{I_{n1}}{J_{cond}} \quad [\text{mm}^2] \quad (\text{II.20})$$

J_{cond} : Densité du courant, elle est choisie en fonction de la protection, la classe d'isolation et la tension.

Lorsque la section du conducteur dépasse 1.8 mm², on la divise par un nombre entier de sections élémentaires.

$$S_{1el} = \frac{S_{1eff}}{n_{el}} \quad (\text{II.21})$$

Le diamètre du conducteur « d_{cond} » est déduit directement à partir de sa section. Certains auteurs fixent 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 [12]. 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 :

$$d_{cond} = 2\sqrt{\frac{S_{cond}}{\pi}} \quad (II.22)$$

II.6.3.2 Nombre de conducteurs par encoches

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

$$C_s = \frac{W_1 \cdot a_1}{p \cdot q} \quad (II.23)$$

Où

a_1 : représente le nombre de voies parallèles.

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

Le nombre de spires est calculé à partir de l'expression suivante [4]:

$$W_1 = \frac{K_e \cdot V}{4 \cdot K_f \cdot K_{enr} \cdot f \cdot \Phi_m} \quad (II.24)$$

II.6.3.3 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 :

$$K_{enr} = K_d \cdot K_r \cdot K_i \quad (II.25)$$

- K_d : Facteur de distribution de l'enroulement

$$K_d = \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{q}\right)} \quad (II.26)$$

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 avec $\delta = \frac{360 \cdot P}{S_1}$.

- K_r : Facteur de raccourcissement de l'enroulement

$$K_r = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.27})$$

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[12].

Le rapport de raccourcissement est donné par la formule suivante:

$$\beta = \frac{y}{\tau_p} \quad (\text{II.28})$$

y : Pas d'enroulement donné par :

$$y = \frac{Z_1}{p} \pm \varepsilon \quad (\text{II.29})$$

τ_p : Pas polaire donné par:

$$\tau_p = \frac{Z_1}{p} \quad (\text{II.30})$$

ε : le raccourcissement.

S_1 : nombre d'encoques statoriques.

- K_i : Facteur d'inclinaison de l'enroulement

$$K_i = \frac{\sin\left(\frac{p \cdot \pi \cdot \gamma}{S_2} K_{ir}\right)}{\frac{p \cdot \pi \cdot \gamma}{S_2} K_{ir}} \quad (\text{II.31})$$

Avec :

K_{ir} : Valeur de l'inclinaison de la cage rotorique

γ : Le rang de l'harmonique considéré.

II.6.3.4. Nombre d'encoques au stator

En ce qui concerne le nombre d'encoques, 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'y ait 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 :

$$S_1 = (2p) \cdot m \cdot q \quad (\text{II.32})$$

$$q = \frac{S_1}{2p \cdot m}$$

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 $\left(\frac{2\pi}{m} + 2k\pi\right)$ 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 ($q \geq 5$) car il est limité par les dimensions de la machine.

II.7 Dimensionnement de l'encoche du stator

II.7.1. Formes d'encoches usuelles au stator

Dans les calculs qui vont suivre, le dimensionnement se fait pour six encoches différentes (voir figure. II.6).

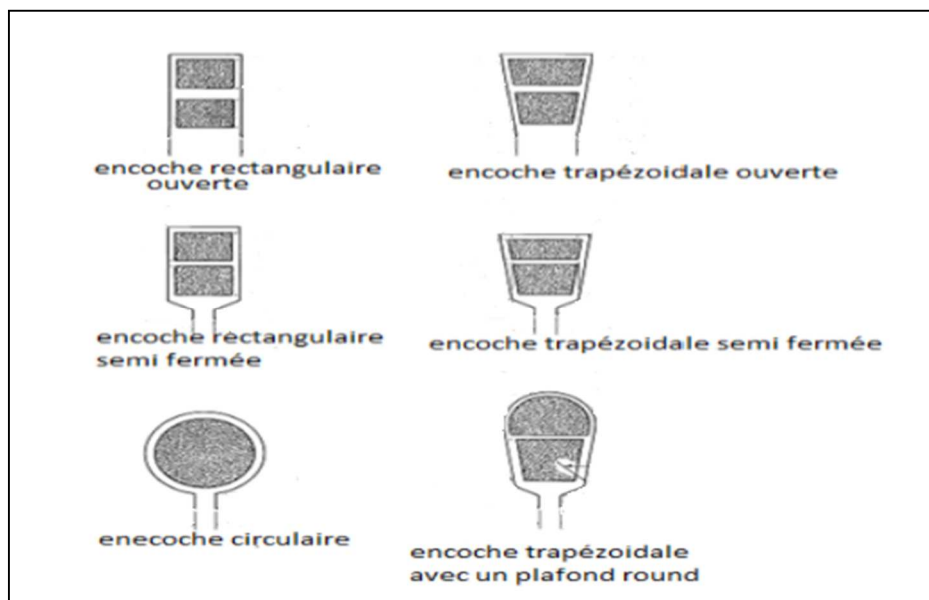


Figure. II.6. Encoches de type semi-ouvert ronde, semi-ouvert trapézoïdale à fond rond et semi-ouvert trapézoïdale à fond plat [9]

II.7.2. 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 et la culasses. Lorsque l'induction

magnétique dans les dents et importante, elle engendre des pertes fers plus importante et un risque considérable de saturation magnétique . La largeur de la dent est donnée par l'expression suivante comme le montre la figure.II.7[4] :

$$d_{sz} = \left(\frac{B_{zs}}{B_{sz} \cdot K_{fer}} \right) \cdot \tau_s \tag{II.33}$$

Avec: B_{zs} : L'induction dans la dent est donnée par l'expression suivante : (II.34)

$$B_{zs} = \frac{\phi_m}{(B_{sz}) \cdot L_i \cdot K_{fer}}$$

Avec :

B_{sz} (1.15 ÷ 1.55)T.

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 : $\tau_s = \frac{\pi \cdot Dis}{S_1}$

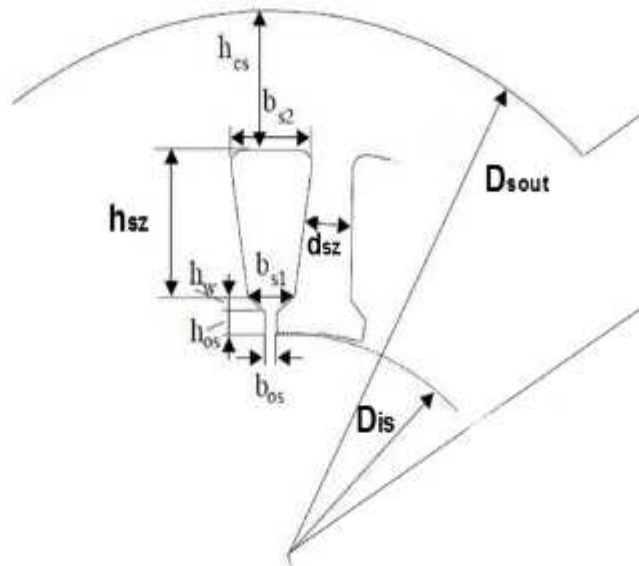


Figure.II.7 : Dimensions de la tole statorique [13]

La hauteur de la culasse s'exprime en fonction de l'induction magnétique dans la culasse magnétique, et elle est donnée par [13] :

$$h_{cs} = \frac{D_{sout} - (D_{is} + 2(h_{os} + h_w + h_s))}{2} \tag{II.34}$$

On calcule ensuite l'induction magnétique dans la culasse par :

$$B_{c1} = \frac{\phi_m}{2h_{cs} \cdot K_{fer} \cdot La} \tag{II.35}$$

La largeur moyenne de l'encoche ainsi que sa hauteur ou hauteur de la dent sont alors déduits comme suit [4] :

$$b_{smoy} = \tau_s - d_{sz} \tag{II.36}$$

$$h_{sz} = \frac{D_{sout} - D_{is}}{2} - h_{sc} \tag{II.37}$$

Le tableau.II-6 présente les inductions dans la culasse et dent statorique en fonction de la hauteur d'axe :

Hauteur d'axe h [mm]	Le nombre de poles	B _g [T]	B _{c1} [T]
50-132	2, 4	[1,75 ÷ 1,95]	[1,5 ÷ 1,65]
	6	[1,75 ÷ 1,95]	[1,50 ÷ 1,65]
	8	[1,75 ÷ 1,95]	[1,45 ÷ 1,60]
160-225	2	[1,75 ÷ 2,0]	[1,45 ÷ 1,70]
	4	[1,75 ÷ 2,0]	[1,45 ÷ 1,70]
	6	[1,70 ÷ 1,85]	[1,35 ÷ 1,50]
	8	[1,70 ÷ 1,85]	[1,10 ÷ 1,20]
180-250	2	[1,70 ÷ 1,90]	[1,45 ÷ 1,65]
	4,6	[1,70 ÷ 1,90]	[1,45 ÷ 1,65]
	8	[1,70 ÷ 1,85]	[1,10 ÷ 1,20]

Tableau.II-6 : Inductions magnétiques dans les dents et culasses statorique [13]

II.7.3. Dimensionnement des encoches

Le choix du type d'encoches pour une machine dépend de:

- a) De la tension de service ,
- b) De la puissance ,
- c) Du bobinage .

Le stator des petites et moyennes machines, à basse tension est exécuté avec des encoches trapézoïdales semi-ouvertes. Le choix de ce type d'encoches est d'assurer une meilleure insertion des conducteurs et obtenir un meilleur coefficient de remplissage de l'encoche. Puisque lors de la mise en encoche des enroulements, les conducteurs n'occupent pas tout l'espace qui leur est réservé. Le rapport de surface des conducteurs et d'encoches est appelé coefficient de remplissage. Ce rapport varie selon la capacité des ouvriers spécialisés dans la mise en place du bobinage. Il peut être, dans les meilleures conditions égal à 0.7 pour des machines de faibles puissances.

Le bon choix du nombre d'encoches du rotor évite la présence de vibrations, de bruit magnétique et de plages de synchronisme (un genre d'escalier sur la partie basse vitesse de la courbe de couple). Le nombre d'encoches du rotor ne doit jamais être égal à celui du stator. Il peut être plus grand mais est généralement plus petit dans les rotors à cage d'écureuil. On obtient de bons résultats pour un écart d'entre 15 et 30%. Pour éviter les vibrations on devrait choisir S_1 de sorte que $S_1 - S_2$ soit différent de $\pm 1, \pm 2, \pm(p \pm 1)$ et $\pm(p \pm 2)$. Pour éviter de produire un couple saccadé (dû à la variation du couple de démarrage pour les différentes positions du rotor) on devrait choisir $S_1 - S_2$ différent de tout multiple de $\pm 3p$.

Les encoches sont rondes ou rectangulaires, selon la technique d'exécution et la caractéristique demandée voir (figure II.8):

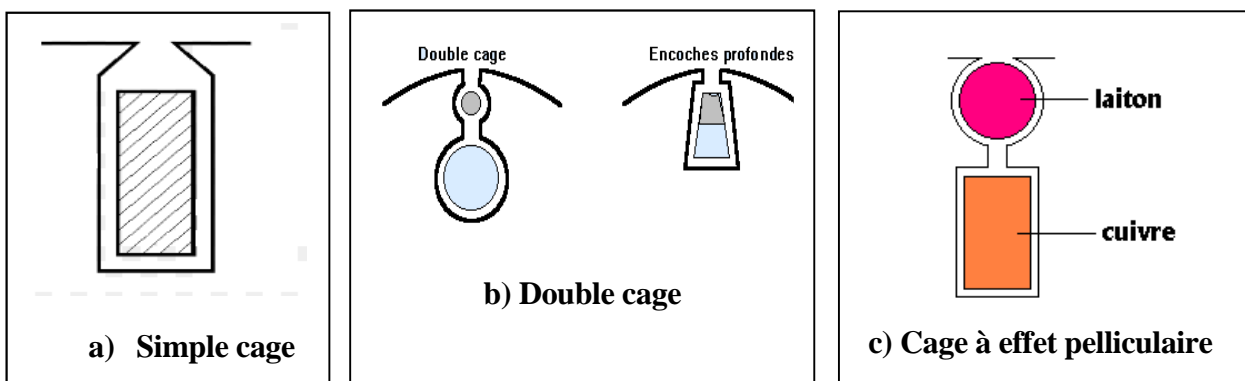


Figure.II.8 : Différentes configurations d'encoches au rotor [27] [13]

- **Influence du choix de l'ouverture et du pont d'encoche**

L'ouverture d'encoche a une grande influence sur les caractéristiques de la machine, elle augmente le coefficient de carter, donc augmente le courant magnétisant, ce qui réduit le facteur de puissance et produit des pertes par pulsation du flux dans les dents, ce qui engendre une

diminution du rendement. L'inconvénient du pont d'encoche réside dans le fait qu'il permet le passage du flux supplémentaire de fuite [2].

II.7.4. Calcul des dimensions des encoches au stator

II.7.4.1. 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 (figure II.9) :

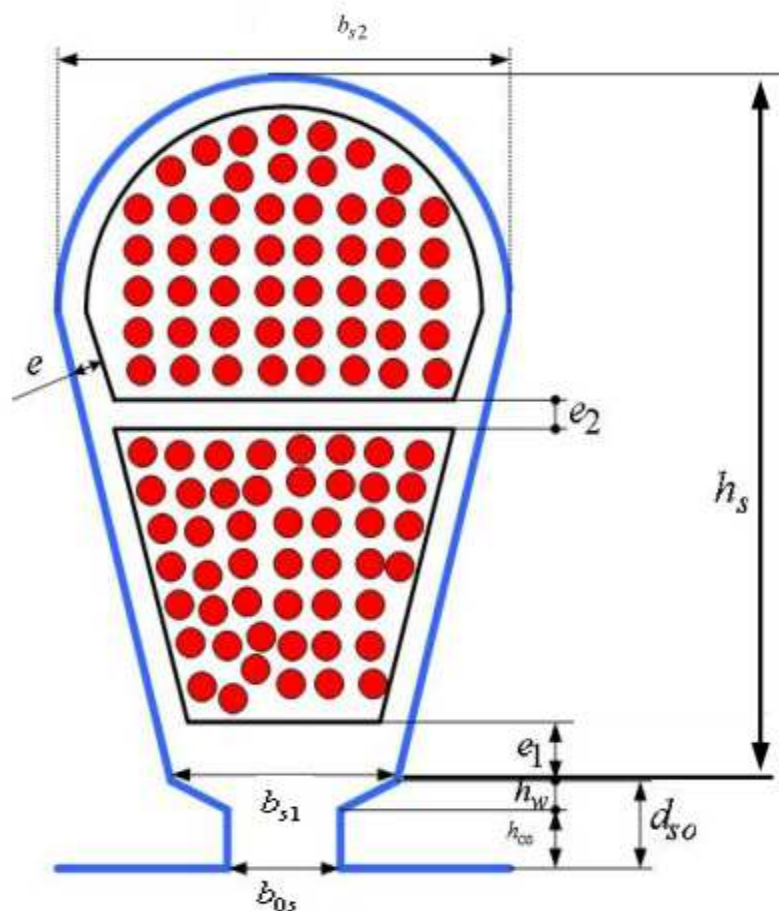


Figure. II.9. : Encoche trapézoïdale ronde [13]

II.7.4.2. Section de l'encoche

Compte tenu de la connaissance de la section des conducteurs et de leurs 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 [24] :

$$S_{enc} = \left(\frac{S_{cond} \cdot N_{el} \cdot C_s}{K_{remp}} \right) \tag{II.38}$$

Avec :

N_{el} : Le nombre de conducteurs élémentaires.

K_{rem} : Coefficient de remplissage.

$$0,35 \leq K_{rem} \leq 0,4 \quad \text{pour } P_n \leq 1 \text{ kW}$$

$$0,4 \leq K_{rem} \leq 0,45 \quad \text{pour } P_n > 10 \text{ kW}$$

II.7.4.3. Fente et clavette de l'encoche

La fente ou ouverture de l'encoche du stator « b_{os} » peut être posée selon la formule empirique suivante [24] :

$$b_{os} = 0.016 + 0.003 \cdot D_{is} \quad (\text{II.39})$$

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 « h_{os} » au stator est comprise entre 1 et 4mm, et la hauteur de la clavette « h_w » est dans l'intervalle allant de 0.5 à 1mm.

II.7.4.4. Largeurs de l'encoche

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

$$b_{s1} = \frac{\pi (D_{is} + 2h_{os} + 2h_w)}{S_1} - b_{sz} \quad (\text{II.40})$$

$$b_{s2} = \frac{\pi \left(D_{sout} - D_{is} \left(\frac{B_g}{b_{sz} \cdot K_{fer}} + \frac{B_g}{p \cdot b_{sc} \cdot K_{fer}} \right) \right)}{S_1} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

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

II.7.4.5. Encoche trapézoïdale à fond plat ouverte ou semi-fermée

$$b_{s2} = \sqrt{b_{s1}^2 + 2S_{enc} \left(\tan \frac{\pi}{S_1} \right)} \quad (\text{II.42})$$

$$h_s = \frac{S_{enc}}{\frac{b_{s1} + b_{s2}}{2}} \quad (\text{II.43})$$

II.7.4.6. Encoche rectangulaire semi ouverte

$$b_{s1} = b_{s2} \quad (\text{II.44})$$

$$h_s = \frac{S_{enc}}{b_{s1}} \quad (\text{II.45})$$

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

II.7.4.7. Encoche ronde

Dans ce type d'encoche, on a la largeur max qui est égale à la hauteur de l'encoche [4] :

$$h_s = b_{s2} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{enc}}{\pi}} \tag{II.46}$$

II.8. Calcul des dimensions des encoches au rotor

Le rotor comporte des barres logées dans des encoches et reliées entre elles aux deux extrémités, par des anneaux, constituant ainsi une cage d'écureuil, ou l'ensemble anneaux-barres coulé et moulé, selon la puissance du moteur [7].

II.8.1. Nombre d'encoche

Le tableau. II.7 suivant on retrouve les combinaisons usuelles des nombres d'encoches stator-rotor [9] :

S ₁	S ₂				72	48		
	Nombre de pôles							
	2	4	6	8				
18	12				48	48	50	50
	24				54	54	54	54
24	18	18			60	60	58	58
	30	30			66	90	62	60
30	18				90		82	84
	24						86	86
	36						88	90
36	24	24	20				90	
	30	28	22		84		60	
	42	30	26				66	
		42	46				72	
		44	50				96	
42	24						102	
	30				90		64	
	36						68	
	48						70	
48	30	30		26			72	
	36	36		30			74	
	60	40		34			94	
		60		36			98	
				38			100	
				60			104	
54	30		34		96	70		66
	36		36			78		70
	48		38			114		74
	60		40			118		78
	66		44					82
			64					114
60	36	36						118
	48	42						120

Tableau. II.7 : Combinaisons usuelles des nombres d'encoches stator-rotor [9]

II.8.2. 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 :

$$I_b = \frac{(2m)(W_1 I_n)}{S_2} (K_{enr1} \cdot K_i) \quad (\text{II.47})$$

Avec : $K_i = 0.8 \cos \phi_n + 0.2$ (II.48)

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

$$S_b = \frac{I_b}{J_b} \quad (\text{II.49})$$

Avec : J_b : La densité de courant dans la barre elle est comprise entre 2 et 4A/mm² [24]

II.8.3. Type et forme d'encoches des rotors à 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 figure. II.10 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.

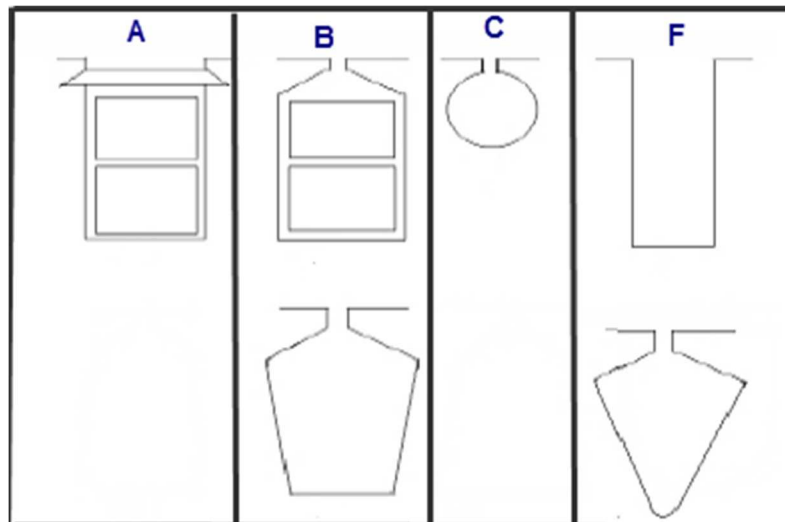


Figure. II.10. Différents types d'encoches rotorique [9]

La définition globale de l'effet de peau est la distribution non uniforme du courant électrique ou du champ magnétique χ_d 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 :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\mu\omega}} \quad (\text{II.50})$$

Avec :

σ : Conductivité électrique du matériau $[\Omega^{-1}.m^{-1}]$;

μ : Perméabilité magnétique du matériau ;

$\omega = 2\pi f$: 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 , 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 on conduit les chercheurs à étudier et à imaginer des formes d'encoches rotorique plus adaptées aux caractéristiques recherchées. Les deux figures 11 et 12 suivantes montrent ce phénomène pour un rotor à double encoche : [9]

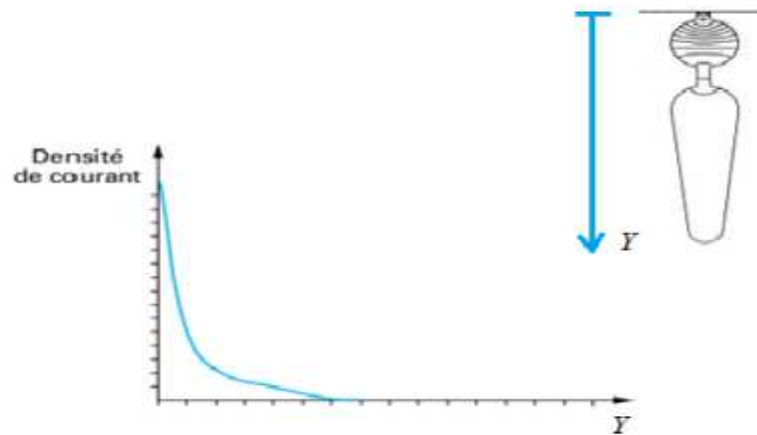


Figure. II.11 : Densité du courant au démarrage du moteur (les courants rotorique oscillent à la même fréquence que le réseau d'alimentation) [9]

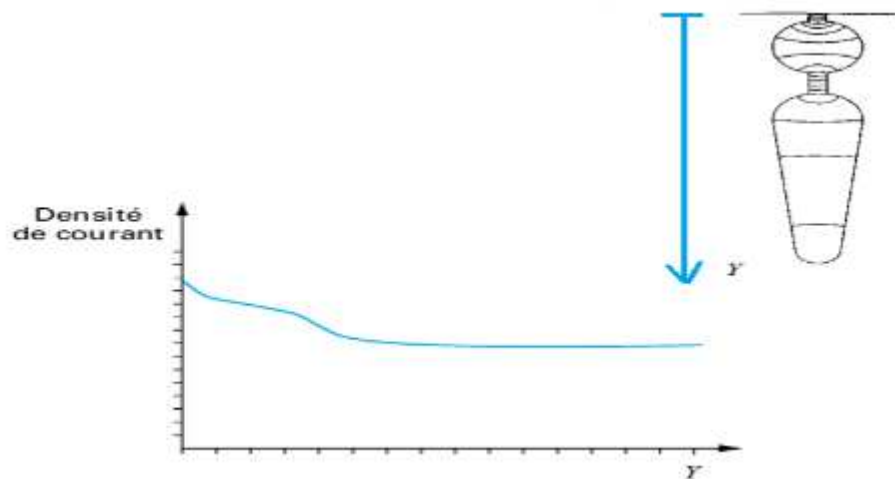


Figure. II.12 : Distribution du courant après le régime transitoire [9]

II.8.4. Dimensionnement de l'encoche du rotor

II.8.4.1. Présentation géométrique générale d'une encoche rotorique :

La figure **II.13** suivante illustre les dimensions à calculer pour une encoche trapézoïdale semi-ouverte.

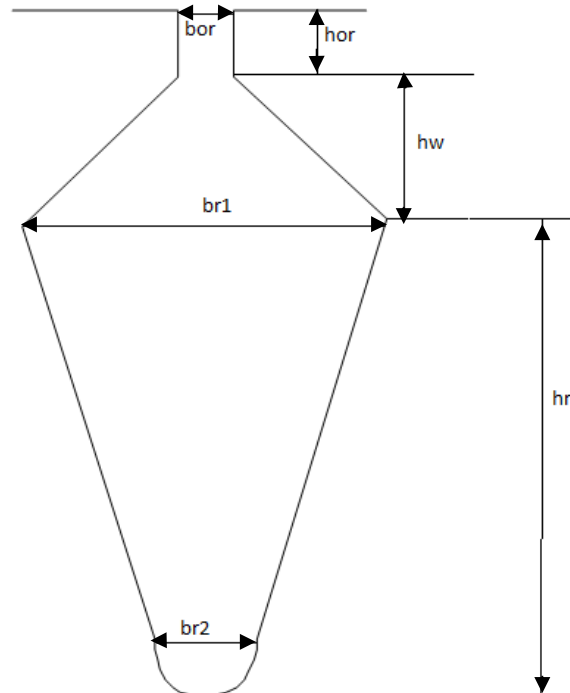


Figure. II.13 : Encoche du rotor [4]

II.8.4.2. Fente et clavette d'encoche rotorique

Comme pour le cas du stator ces dimensions sont fixées à partir des intervalles obtenus par expérience [4].

L'ouverture de l'encoche " b_{or} " est prise de l'intervalle [1- 2.5] mm. $b_{or} = 0,045 + 0,01D_{is}$

La hauteur de la clavette " h_w " est comprise entre 0.5 et 1mm.

Tant dis que la hauteur de la fente « h_{or} » se fixe ente 1 et 4 mm. $h_{or} = 0,045 + 0,01b_{r2}$

II.8.4.3. Largeur et hauteur de la dent

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

$$b_{rz} = \left(\frac{B_g}{B_{rz} \cdot K_{fer}} \right) \cdot \tau_r \quad (II.51)$$

Avec:

B_{rz} : L'induction dans la dent.

τ_r : Pas dentaire au rotor, il est donné par :

$$\tau_r = \frac{\pi \cdot D_{re}}{S_2} \quad (\text{II.52})$$

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

La hauteur de la dent est posée comme suit[4] :

$$h_{sz} = h_r + h_w + b_{or} \quad (\text{II.53})$$

II.8.4.4. 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.32), soit à partir des dimensions de tôle magnétique du rotor lorsque le diamètre de l'arbre est connu. Pour le second cas on a :

$$h_{zr} = \frac{D_{re} - D_{sh}}{2} - h_{rz} \quad (\text{II.54})$$

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 :

$$D_{sh} = \frac{D_{re}}{K_R} \quad (\text{II.55})$$

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[21] :

$$D_{sh} = 0.01 \cdot \sqrt[3]{\frac{P_{mec}}{\omega_n}} \quad (\text{II.56})$$

II.8.4.5. 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 [4] :

$$b_{r1} = \frac{\pi(D_{re} - 2 \cdot h_{or}) - S_2 \cdot b_{rz}}{\pi + S_2} \quad (\text{II.57})$$

II.8.4.6. Encoche trapézoïdale semi ouverte

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

$$b_{r2} = \sqrt{4 \cdot S_b - \frac{\pi}{S_2} + b_{r1}^2} \quad (\text{II.58})$$

La hauteur de l'encoche peut être calculée à partir de l'expression suivante [4] :

$$h_r = \frac{\sqrt{\left(4.S_b - \frac{\pi}{8} \cdot (b_{r1}^2 + b_{r2}^2)\right)}}{b_{r1} + b_{r2}} \quad (II.59)$$

II.8.4.7. Encoche rectangulaire semi fermée

La largeur b_{r2} de cette encoche est égale à sa largeur b_{r1} , et sa hauteur est donnée à partir de la formule[24] :

$$h_r = \frac{S_b}{b_{r1}} \quad (II.60)$$

II.8.4.8. Encoche ronde

La largeur étant égale à la hauteur, elles sont calculées comme suit[24] :

$$h_r = b_{r2} = \frac{4.S_b}{\pi} \quad (II.61)$$

II.8.5. Dimensionnement de l'anneau de court-circuit

- **Courant dans l'anneau**

Le courant dans l'anneau s'obtient de la formule suivante[24] :

$$I_{an} = \frac{I_b}{2 \cdot \sin\left(\pi \frac{p}{S_2}\right)} \quad (II.62)$$

- **Dimensions de l'anneau**

Les dimensions géométriques essentielles de l'anneau sont mises en évidence par la figure. II.14 :

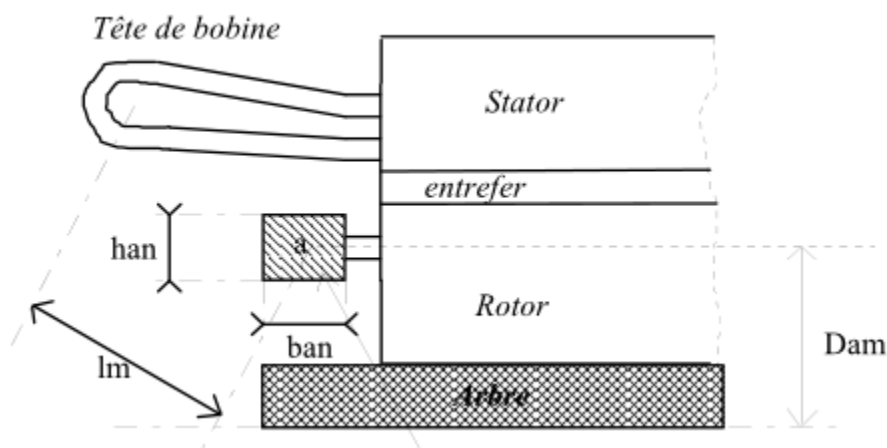


Figure. II.14 : Dimensions de l'anneau de court-circuit [28]

La section de l'anneau vaut :

$$S_{an} = \frac{I_{an}}{J_{an}} \quad (\text{II.63})$$

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

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

$$h_{an} = (1.1 \div 1.25) h_{zr} \quad (\text{II.64})$$

La dimension qui reste inconnue de l'anneau est sa largeur, elle est déduite directement de la formule suivante [21] :

$$b_{an} = \frac{S_{an}}{h_{an}} \quad (\text{II.65})$$

II.9. Calcul des forces magnéto -motrices

La loi de circulation du champ dans le circuit magnétique constitue une base fondamentale pour le dimensionnement des machines [14] :

$$f_{mm} = \int \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (\text{II.66})$$

Le calcul des forces magnétomotrices ce 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 [14]:

$$f_{mm} = \int (\vec{H} \cdot d\vec{l}) = (f_{mm})_{sz} + (f_{mm})_{sc} + (f_{mm})_g + (f_{mm})_{rz} + (f_{mm})_{rc} \quad (\text{II.67})$$

II.9.1. 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. Le coefficient de carter est défini comme étant le produit entre le coefficient de carter au stator et le coefficient de carter au rotor [7], [10] :

$$K_c = K_{c1} \cdot K_{c2} \quad (\text{II.68})$$

Avec :

$$K_{c1} = \frac{\tau_s}{\tau_s - \gamma_1} \quad \text{et} \quad K_{c2} = \frac{\tau_r}{\tau_r - \gamma_2} \quad (\text{II.69})$$

Avec :

$$\gamma_1 = \frac{b_{os}^2}{5.d + b_{os}} \quad \text{et} \quad \gamma_2 = \frac{b_{or}^2}{5.d + b_{or}} \quad (\text{II.70})$$

II.9.2. Force magnétomotrice dans l'entrefer

La force magnétomotrice est donnée par la formule [4] :

$$F_g = d.K_c \cdot \frac{B_g}{\mu_0} \quad (\text{II.71})$$

μ_0 : La perméabilité magnétique du vide.

II.9.3. Force magnétomotrice dans les dents

La FMM dans les dents du stator est donnée par :

$$F_{sz} = H_{sz} \cdot h_{z1} \quad (\text{II.72})$$

Et celle dans le rotor est donnée par :

$$F_{rz} = H_{rz} \cdot h_{z2} \quad (\text{II.73})$$

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.9.4. Force magnétomotrice dans la culasse

La FMM dans la culasse du stator est donnée par [4] :

$$F_{sc} = \frac{C_{cs} \cdot \pi \cdot (D_{sout} - h_{sc}) \cdot H_{sc}}{2p} \quad (\text{II.74})$$

$$C_s = \frac{0.97 a V_1}{2.22 \cdot k_{w1} \cdot p \cdot N_{s1} \cdot f \cdot \phi_m}$$

La formule de la FMM dans la culasse du rotor est similaire à celle du stator et s'exprime par :

$$F_{rc} = \frac{C_{cr} \cdot \pi \cdot (D_{sh} - h_{rc}) \cdot H_{rc}}{2p} \quad (\text{II.75})$$

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

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

II.9.5. 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 [4] :

$$K_{st} = \frac{F_g + F_{rz} + F_{sz}}{F_g} \quad (\text{II.76})$$

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons explicité la méthodologie de dimensionnement adoptée en mettant en avant toutes les expressions analytiques nécessaires. Le processus de calcul est séquentiel. Les grandeurs géométriques sont calculées et vérifiées. Ensuite on calcule les dimensions des dents et de la culasse avec leurs inductions respectives. A partir du calcul du nombre de conducteurs par encoche on finalise les dimensions de l'encoche du stator. Le même processus est adopté pour le rotor.

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 électriques dans les conducteurs et aux frottements dans les parties mécaniques.

Dans ce chapitre on se propose de calculer les paramètres du circuit équivalent afin de prédéterminer les performances du moteur à cage.

III.2 Calcul des paramètres électriques de la machine

Cette partie du chapitre propose le calcul des différents paramètres électriques. La (figure 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 [4].

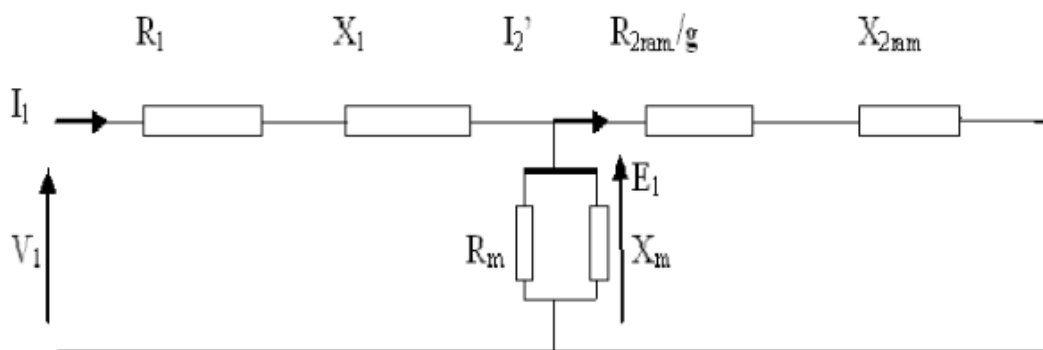


Figure III. 1. Schéma équivalent des paramètres électriques d'un moteur asynchrone [13]

III.2.1 Résistance statorique

La résistance électrique d'une phase de $W1$ 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 :

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

$\rho(T)$: 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 :

$$\rho(T) = (\rho)_{T_{amb}} (1 + \alpha(T - T_{amb})) ; \quad \alpha = \frac{1}{273} \tag{III.2.a}$$

A la température ambiante de 20°C :

$$\rho_{20C^0} = \begin{cases} 1.7 \cdot 10^{-7} \Omega.m \dots\dots\dots \text{pour l'or} \\ 2.7 \cdot 10^{-7} \Omega.m \dots\dots\dots \text{pour l'aluminium} \end{cases}$$

L : Longueur d'une spire,

$$L = L_u + L_{en} \tag{III.2.b}$$

L_{en} : Longueur des têtes de bobines dépendante du nombre de pair de pôles et du pas d'enroulement Y [mm] tel qu'explicité par la (figure III.2) et donnée par [21] :

$$L_{en} = 2 \cdot Y - 0.04 \quad \text{Pour } p = 1 \tag{III.2.c}$$

$$L_{en} = 2 \cdot Y - 0.02 \quad \text{Pour } p = 2 \tag{III.2.d}$$

$$L_{en} = \pi \frac{Y}{2} + 0.018 \quad \text{Pour } p = 3 \tag{III.2.e}$$

$$L_{en} = 2,2 \cdot Y - 0.012 \quad \text{Pour } p = 4 \tag{III.2.f}$$

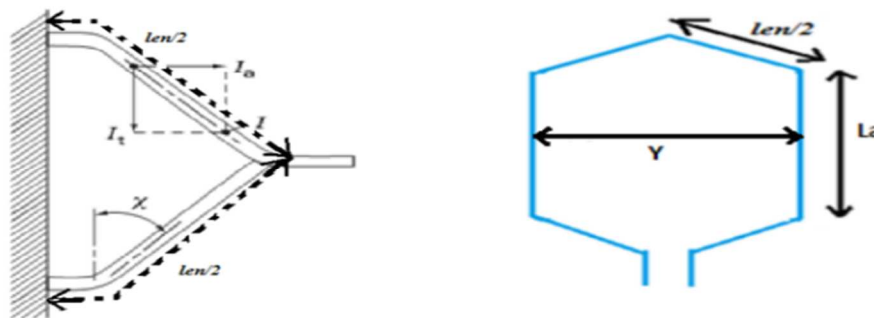


Figure. III.2 : Représentation d'une tête de bobine et de la longueur active [4]

Compte tenu des difficultés de calcul des longueurs frontales, on utilise l'expression :

$$L = L_a + 1,15 \cdot \tau_s \quad (\text{III.2.g})$$

τ_s : Pas polaire.

III.2.2 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).

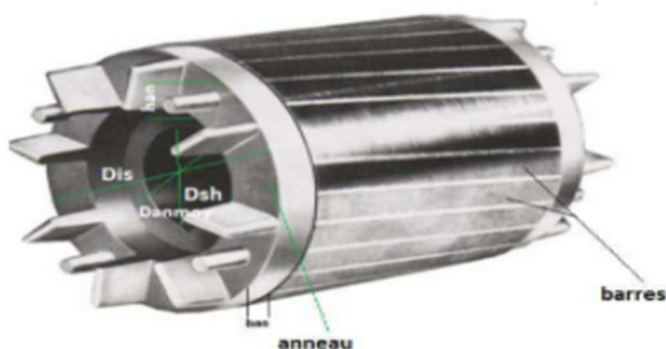


Figure. III.3 : Cage d'écureuil [4]

III.2.2.1 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 [21] :

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

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.

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

Avec :

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

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

g : Glissement.

III.2.2.2 Résistance d'une portion de l'anneau

Elle est donnée par la formule suivante [4] :

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

Avec : Le diamètre moyen de l'anneau qui est donnée par :

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

$$R_{ph} = R_b + \frac{2 \cdot R_{an}}{K_{red}^2} \quad (III.4.b)$$

Avec : K_{red} : Coefficient de réduction.

$$K_{red} = \begin{cases} 2 \cdot \sin \frac{p \cdot \pi}{2 \cdot S_2} \text{ pour } \frac{S_2}{2 \cdot p} \succ 6 \\ \frac{p \cdot \pi}{2 \cdot S_2} \text{ si non} \end{cases} \quad (III.4.c)$$

La résistance du rotor peut être ramenée au stator de la manière suivante :

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

M : Coefficient de réduction de la cage rotorique vers le stator.

Avec :

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

$m_2 = S_2$: 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

Le calcul de la réactance de fuite que ce soit dans le stator ou bien au rotor passe par le calcul des différentes réactances de fuites dues aux différentes topologies d'encoques et des

têtes de bobines. A partir des trajets des lignes de flux utile et de dispersion on distingue les différentes réactances de fuite [4], comme le montre la (figure III. 4) :

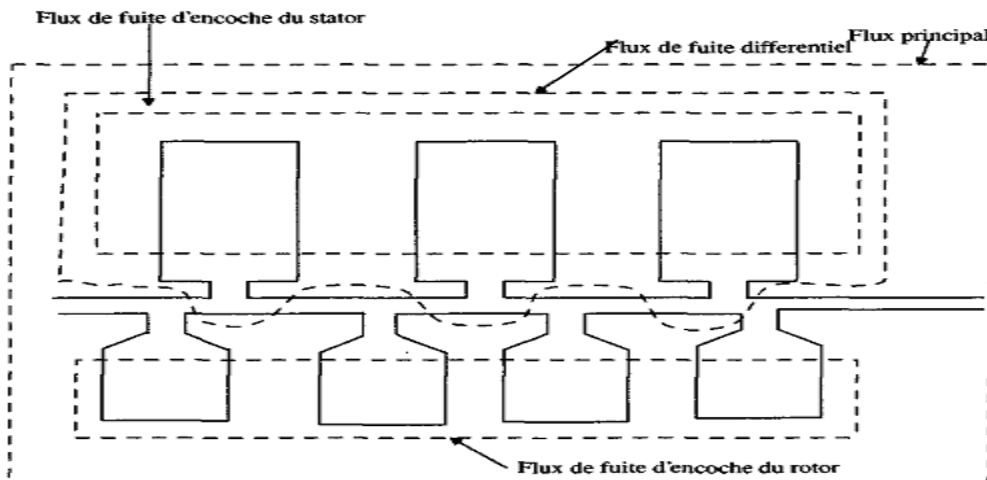


Figure. III .4 : Flux de fuites principales dans la machine [7]

- Réactance de fuite d’encoches (X_e).
- Réactance de fuite des parties frontales (X_{ec}) (têtes des bobines pour le stator, l’anneau de court-circuit pour le rotor (X_{an})).
- Réactance de fuite différentielle (X_{ds} , X_{dr}).
- Réactance zig zag (X_z).
- 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.

III.3.1 Réactance de fuites statorique

III.3.1.1 Réactance de fuites d’encoche statorique

Si on calcule le coefficient de perméance λ_{enc} pour ce type d’encoches, le calcul pour d’autres Géométrie d’encoches sera plus facile.

Si on considère la géométrie de l’encoche qui est donnée par la Figure II. 9 [13] :

λ_{en} Est la perméance d’encoche qui dépend du type d’encoche.

$$\lambda_{en} = K_s \left[\frac{h_{s0}}{d_{s0}} + \frac{h_w}{b_{s1} - b_{s0}} \log \left(\frac{b_{s1}}{b_{s0}} \right) + \frac{e_1}{b_{s1}} \right] + \frac{0.5 \cdot b_{s2} + h_s}{w_{s2} - w_{s3}} K_1 - \frac{2 \cdot e_2}{b_{s1} + b_{s2}} K_2 \quad (III.6)$$

Avec :

K_s : coefficient tenant compte du raccourcissement du pas il est donné en fonction du rapport de raccourcissement comme suit :

$$K_s = 0,5\beta \quad \text{pour} \quad \beta \leq 0,3334$$

$$K_s = 1,5\beta - 0,25 \quad \text{pour} \quad 0,3334 < \beta < 0,666$$

$$K_s = 0,75\beta + 0,25 \quad \text{pour} \quad \beta \geq 0,6661$$

K_1 et K_2 : Coefficients tenant compte du raccourcissement du pas, exprimés en fonction de K_s comme suit :

$$K_1 = (0,25K_s) + 1/12$$

$$K_2 = 0,25(K_s - 0,666)$$

La réactance d'encoche statorique est due aux flux de fuite qui se referment autour des conducteurs, elle est donnée par :

$$X_{en} = \frac{1.5L.f_1.W_1^2}{p.q_1 10^8} \lambda_{en} [\Omega] \quad (III.7)$$

$$L = L_a + L_{ea}$$

III.3.1.2 Réactance de fuites différentielle

Le coefficient de perméance λ_{ds} correspondant aux flux différentiels de phase est donné par [29] :

$$\lambda_{ds} = \frac{\tau_p^2}{\pi^2 . h_e . \tau_{ds}} . K_d \quad (III.8)$$

K_d : Est le coefficient de dispersion différentielle,

h_e : Est la hauteur d'entrefer. On obtient la réactance différentielle statorique :

$$X_{ds} = \lambda_{ds} . k_{xs} \quad (III.9)$$

III.3.1.3 Réactance de fuites de tête de bobine

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 [14] :

Elle est calculée à partir de l'équation suivante :

$$X_{es} = \frac{4\mu_0 \omega_s L_a W_1^2}{2p \cdot q} \lambda_{ec} \quad (\text{III .10})$$

Avec la perméance frontale des têtes des bobines est donnée par :

$$\lambda_{ec} = 0.34 \frac{q}{L_a} (L_{en} - 0.64 \beta \tau_s) \quad (\text{III .11})$$

III.3.1.4. 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 [14] :

$$X_z = \mu_0 L_a C_s \frac{\tau_s - b_{os}}{8 \cdot d \cdot \tau_s} \quad (\text{III .12})$$

III.3.2. Réactance de fuites rotorique

Comme dans le cas de calcul de réactance de fuites statorique, on commence par le calcul du coefficient qui, multiplié par les coefficients de perméance, va permettre de calculer les réactances au rotor.

$$k_{xr} = \mu_0 \omega_s L_a \quad (\text{III .13})$$

III.3.2.1. Réactance de fuites d'encoche rotorique

Pour l'encoche rotorique donnée par la (figure III.5), on peut alors calculer le coefficient de perméance, en tenant compte de l'effet de peau qui ne s'applique qu'à la perméance due au flux de fuites de l'encoche.

$$\lambda_{er} = \left(\frac{2h_1}{3(b_1 + b_3)} + 0.623 + \frac{h_4}{3b_2} \right) k_x \quad (\text{III .14})$$

k_x est le coefficient tenant compte de l'effet de peau pour les réactances. La réactance d'encoche rotorique ramenée au stator est alors [29]:

$$X'_{er} = K.(\lambda_{er}.k_{xr}) \quad [\Omega] \quad (\text{III} .15)$$

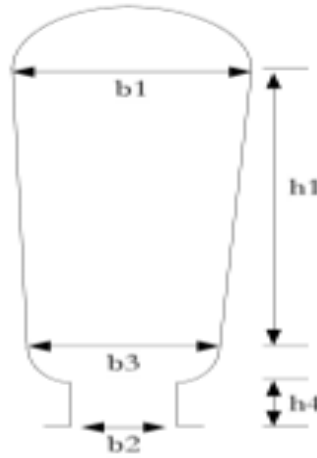


Figure III. 5 Géométrie de l’encoche rotorique [10]

III.3.2.2. Réactance différentielle rotorique

Le coefficient de perméance correspondant au flux différentiel de phase λ_{dr} est :

$$\lambda_{dr} = \frac{\tau_p^2}{\pi^2 . h_e . \tau_{dr}} . K_d \quad (\text{III} .16)$$

K_d est le coefficient de dispersion différentielle, h_e est la hauteur d’entrefer, τ_{dr} est le pas dentaire rotorique. On obtient la réactance différentielle rotorique ramenée au stator X'_{dr} :

$$X'_{dr} = K.(\lambda_{dr}.k_{xr}) \quad [\Omega] \quad (\text{III} .17)$$

K est le coefficient. On obtient alors la réactance de fuites de l’anneau de court-circuit ramenée au stator [29] :

$$X'_{acc} = K.(\lambda_{acc}.k_{xr}) \quad [\Omega] \quad (\text{III} .18)$$

III.3.3. Réactance de fuites due à 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 (figure III.6) 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 [4] :

$$X_i = X_m \cdot \left(1 - \frac{\sin^2 \left(\frac{\alpha_3}{2} \right)}{\left(\frac{\alpha_3}{2} \right)} \right) \quad [\Omega] \quad \text{(III .19)}$$

Avec :

α_3 : Angle d'inclinaison des barres du rotor.

X_m : Réactance magnétisante.

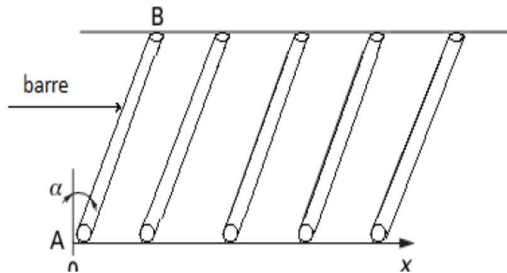


Figure. III.6 : inclinaison des encoches [4]

III.4. Réactance magnétisante

Elle est calculée à partir de l'expression suivante [4] :

$$X_m = \left(\sqrt{\left(\frac{V}{I_{mu}} \right)^2 - R_s^2} \right) - X_s \quad [\Omega] \quad \text{(III .20)}$$

Avec : I_{mu} : Courant magnétisant, il est calculé par la formule suivante :

$$I_{mu} = \frac{(2p) \cdot K_f \cdot F_T}{m \cdot W_1 \cdot K_{enr1}} \quad [A] \quad \text{(III .21)}$$

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

$$X_m = \frac{2.m.f.K_{enr1}^2.W_1^2.L_a.D_{is}}{p^2.d.K_c} \mu_0 \quad [\Omega] \tag{III.22}$$

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

$$R_m = \frac{\sqrt{2}}{4\pi} \frac{2}{f.K_{enr1}.W_1.L_a.D_{is}} \quad [\Omega] \tag{III.23}$$

$$R_m = \frac{(X_m.I_m)}{I_{a0}} \quad [\Omega]$$

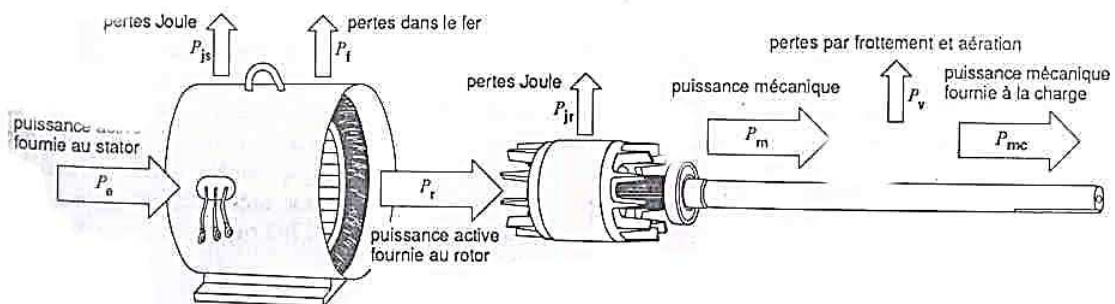
I_{a0} : Courant actif à vide [A].

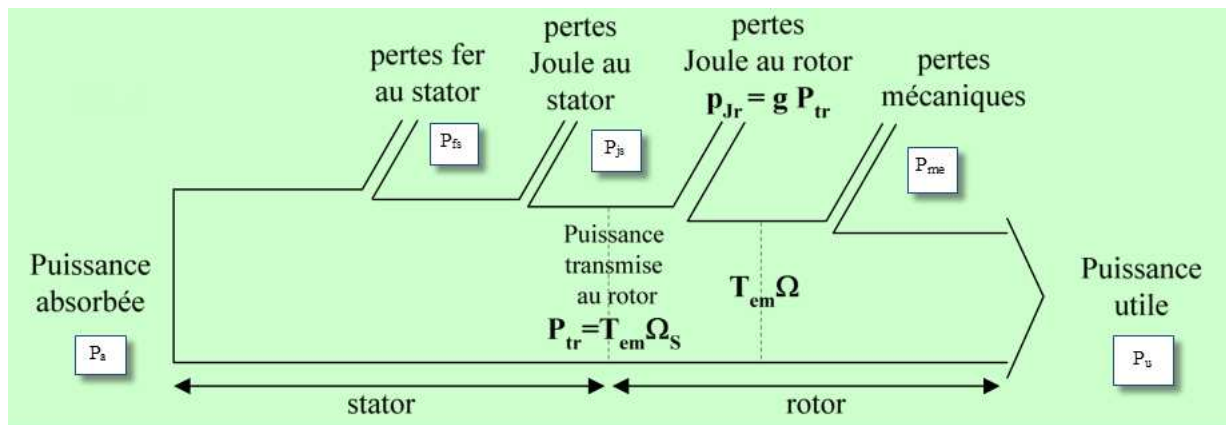
III.5. Evaluation des Pertes

Les pertes dans une machine électrique peuvent être divisées en trois parties : Les pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre, les pertes dans le fer (Hystérésis, courant de Foucault et pulsation du flux), et les pertes par frottement et ventilation, qui sont relativement faibles par rapport aux autres pertes. La majeure partie de ces pertes est dissipée au niveau des dents et de la culasse statorique. Au rotor elles sont négligées à cause de la faible fréquence de la variation de flux [30], [31].

III.5.1. Bilan de puissance du moteur asynchrone

A base du calcul des différentes pertes on peut aboutir à tracer un schéma qui symbolise les différentes puissances d'entrée et de sortie et l'ensemble des pertes, le schéma de (figure. III.7) illustre ces différentes puissances et pertes pour le stator et le rotor [4] :





Figures. III.7 : Représentation du bilan de puissances des machines asynchrones [11] [22]

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 anneaux 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 (provoquées par les champs de fuites).

III.5.2. Pertes fer principales

Ces pertes regroupent essentiellement les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault. Les pertes par hystérésis, résultent de la transformation de l'organisation de la matière sous l'effet de la variation en intensité et en direction 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 résultent des variations temporelles des flux qui induisent des forces électromotrices (F.E.M) dans la masse du fer, ces F.E.M donnent naissance à des courants qui se ferment dans la masse du fer [31].

III.5.2.1 Pertes par hystérésis

Les pertes par Hystérésis représentent l'énergie nécessaire à l'aimantation cyclique alternative du fer. Ces pertes sont sous la forme [2] [32] :

$$P_{th} = \sigma_h \cdot f_1 \cdot B_{moy}^2 \cdot M_t \quad [W] \quad (III .24)$$

Avec :

σ_h : Coefficient de perte par hystérésis dans la tôle magnétique.

f_1 : Fréquence du champ magnétique dans la tôle magnétique [Hz].

B_{moy} : Induction dans le circuit magnétique [T].

M_t : La masse du circuit magnétique donnée en [Kg].

III.5.2.2 Pertes par courant de Foucault

L'aimantation cyclique alternative engendre des courants induits dans le fer, pour réduire les pertes engendrées par ces courants, on utilise des tôles feuilletées isolées les unes des autres, disposées parallèlement aux lignes d'induction. Les pertes par courants de Foucault peuvent être calculées par l'équation [2] [32] :

$$P_{tw} = \sigma_w \cdot (f_1 \cdot S_t \cdot B_{moy}^2) \cdot M_t \quad [W] \quad (III .25)$$

Avec :

σ_w : Coefficient de perte par courant de Foucault dans la tôle magnétique.

f_1 : Fréquence du champ magnétique dans la tôle magnétique [Hz].

B_{moy} : Induction dans le circuit magnétique [T].

S_t : Epaisseur d'une tôle magnétique [mm].

M_t : La masse du circuit magnétique donnée en [Kg].

III.5.2.3 Pertes fer totales dans les tôles magnétiques

Les pertes fer totales dans les tôles magnétiques sont sous la forme suivante :

$$P_{ft} = P_{th} + P_{tw} = \left[\sigma_h \cdot f_1 + \sigma_w \cdot (f_1 \cdot S_t)^2 \right] \cdot B^2 \cdot M_t = P_{sf} \cdot B^2 \cdot M_t \quad [W] \quad (III .26)$$

$$P_{sf} = \sigma_h \cdot f_1 + \sigma_w \cdot (f_1 \cdot S_t)^2 \quad [W]$$

P_{sf} : Sont les pertes fer correspondant à 1kg de tôles soumises à une induction en Tesla, elles sont mesurées le cadre d'Epstein, sont données par le fabricant des tôles [32].

III.5.2.4 Pertes fer dans la culasse statoriques

Elles sont proportionnelles au carré de l'induction dans la culasse et donnée par :

$$P_{fcl} = 1.7 \cdot P_{1/50} \cdot B_{cl}^2 \cdot G_{cl} \quad [W] \quad (III .27)$$

Avec :

$P_{1/50}$: Pertes par kilogramme de tôles d'acier. Pour l'acier 2013 ; $P_{1/50} = 2.5w/kg$.

B_d : Induction magnétique dans la culasse statorique [T].

G_d : Poids de la culasse, donnée par :

$$G_{cl} = 7.8.10^{-6} \cdot L_i \cdot K_{fer} \cdot \pi \cdot (D_{sout} - h_{c1}) h_{c1} \quad [\text{kg}] \quad (\text{III .28})$$

III.5.2.5 Pertes fer dans les dents statoriques

Elles sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique dans les dents :

$$P_{fzl} = 1.7 \cdot P_{1/50} \cdot B_{zl}^2 \cdot G_{zl} \quad [\text{W}] \quad (\text{III .29})$$

Avec :

B_{zl} : Induction magnétique dans la dent [T].

G_{zl} : Poids des dents statoriques, donnée par :

$$G_{zl} = 7.8.10^{-6} \cdot L_i \cdot K_{fer} \left[h_{z1} \cdot \pi \cdot (D_{is} - h_{z1}) - S_{en1} \cdot Z_1 \right] \quad [\text{kg}] \quad (\text{III .30})$$

Les pertes principales dans le fer sont données par la somme des pertes fer dans la culasse et dents statoriques [23].

$$P_f = P_{fcl} + P_{fzl} \quad [\text{W}] \quad (\text{III .31})$$

III.5.3 Pertes supplémentaire

Les pertes supplémentaires dans le fer ont pour origine le champ de fuite dans les encoches et dans les têtes des bobines, elles sont difficiles à calculer mathématiquement à cause de la complexité des lignes de champ de fuite de bobines. Elles sont estimées à 0.5% de la puissance absorbée pour les machines de moyenne puissance [23] :

$$P_{sup} = 0,005 \cdot \frac{P_n}{\eta_n} \quad [\text{W}] \quad (\text{III .32})$$

Avec :

P_n : Puissance nominale [W].

η_n : Rendement nominal.

III.5.4. 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.

- **Pertes Joule au stator**

Ces pertes représentent les pertes électriques dans les conducteurs des enroulements statoriques elles sont données par l'expression suivante [4] :

$$P_{js} = m \cdot R_s \cdot (I_s^2) \quad [\text{W}] \quad (\text{III .33})$$

Avec :

I_s : Courant dans une phase du stator [A].

R_s : Résistance d'une phase du stator [Ω]

m : Nombre de phase.

- **Pertes Joule au rotor**

Ces pertes représentent les pertes électriques dans les barres et les anneaux de court-circuit, qui sont proportionnelles au carré du courant qui les traversent, ces pertes sont données par l'expression suivante [4] :

$$P_{jr} = m_2 \cdot R_r \cdot (I_r^2) \quad [\text{W}] \quad (\text{III .34})$$

Avec :

I_r : Le courant rotorique.

R_r : résistance d'une phase du rotor.

m_2 : nombre de barre au rotor.

III.5.5. Pertes mécaniques

Elles dépendent de la vitesse du moteur, elles se composent de pertes par frottement aux paliers et de pertes par ventilation et frottement de l'air (ou l'hydrogène) [33].

Ces pertes sont données par la formule suivante :

$$P_{mec} = K_t (N \cdot 10^{-3})^2 \cdot (D_{sout} \cdot 10^{-2})^4 \quad [\text{W}] \quad (\text{III .35})$$

Avec :

K_t : Coefficient qui est donné en fonction du nombre de pôles. $2p=4$; $K_t = 1$

$$P_{tot} = P_f + P_{sup} + P_{js} + P_{jr} + P_{mec} \quad [\text{W}] \quad (\text{III .36})$$

III.6. Puissance transmise à l'arbre

La puissance transmise à l'arbre se calcule facilement en retranchant les pertes associées au stator telles 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 :

$$P_{tr} = P_a - P_{js} + P_{fs} \quad [\text{W}] \quad (\text{III .37})$$

III.7. Puissance utile

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

$$P_u = P_a - P_{tot} \quad (\text{III .38})$$

$$P_{tot} = P_f + P_{sup} + P_{js} + P_{jr} + P_{mec} \quad [\text{W}]$$

III.8. Couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{P_{ele}}{\Omega_s} = \frac{P_{ele}}{\frac{2\pi N_s}{60}} \quad [\text{N.m}] \quad (\text{III .39})$$

$$P_{ele} = P_{tr} - P_{jr}$$

III.9. Rendement

Le rendement peut être facilement calculé à partir de l'expression suivante [4] :

$$\eta_n = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum \text{Pertes}}{P_a} \quad (\text{III .40})$$

III.9.1. Constantes d'éco-conception et d'optimisation

Depuis 1998, en Europe, les moteurs à induction triphasés à cage étaient définis par 3 classes de rendement, dans un accord volontaire européen mis en œuvre par le CEMEP (Comité Européen de Constructeurs de Machines Électriques et d'Électronique de Puissance):

EFF3 (rendement faible)

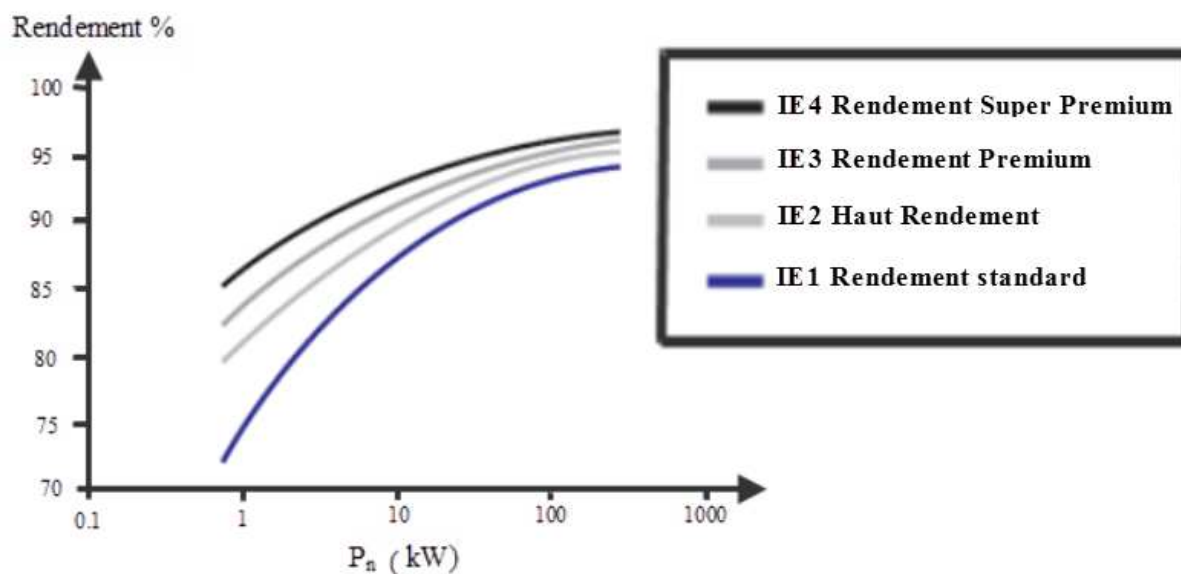
EFF2 (rendement moyen)

EFF1 (rendement élevé)

En 2009, le CENELEC (Comité Européen de la Normalisation Électrotechnique) a adopté la norme NF EN CEI 60034-30-1 « Classes de rendement pour les moteurs à courant alternatif alimentés par le réseau (code IE) » définit des valeurs minimales de rendement pour les moteurs (définis au sens de la norme) en fonction de la puissance nominale du moteur et du nombre de pôles. Il existe différentes classes de rendement :

- IE1 pour les moteurs de « rendement standard »
- IE2, pour les moteurs « haut rendement »
- IE3, pour les moteurs de « rendement premium »
- IE4, pour les moteurs de « rendement super premium »

Le règlement européen prévoit une mise en œuvre progressive de la classification «IE-code ». Daté du 22 juillet 2009, il interdira, à partir du 16 juin 2011, la commercialisation des moteurs affichant un rendement inférieur à IE2 (équivalent EFF1). Il autorisera uniquement les moteurs IE3 à haut rendement dit « Premium » à partir de 2015 pour les moteurs de puissance élevée et à partir de 2017 pour tous les autres moteurs, comme le montre la (figures III.8) suivante [34], [35].



Figures. III.8 : Rendement des moteurs asynchrones en fonction de la puissance nominale [35]

La puissance nominale P_n du moteur est la puissance mécanique disponible à son arbre au point nominal de fonctionnement. Elle est inférieure à la puissance électrique absorbée par le moteur au point nominal de fonctionnement. La puissance nominale P_n du moteur est celle indiquée sur la plaque signalétique du moteur. Le rendement et le code IE2, IE3 ou IE4 sont marqués sur la plaque signalétique [35].

On peut alors considérer que le remplacement d'un moteur IE1 d'avant 2011 par un moteur IE3 permet un gain d'énergie de 5 à 10% pour les petits moteurs (<5,5 kW) et de 2 à 3% pour les plus gros moteurs (>22 kW). C'est donc bien sur le remplacement des plus petits moteurs que le potentiel d'économie d'énergie est le plus important (écart IE3-IE1), les gros moteurs ayant par leur conception une meilleure efficacité. Une attention particulière doit évidemment être portée au bon dimensionnement du moteur.

Depuis le 1er janvier 2015, la classe IE3 est obligatoire pour tous les moteurs de 7,5 à 375 kW comme le montre le tableau.III.1 [36].

Classes d'efficacité des moteurs asynchrones	
IE4 - Super Premium Efficiency	Définition en projet CEI 60034-31
IE3 - Premium Efficiency	La classe IE3 est obligatoire à partir du 1er Janvier 2015 (de 7,5 à 375 kW) et 1er Janvier 2017 (0,75 à 375 kW)
IE2 - High Efficiency	La classe IE2 est obligatoire pour tous les nouveaux moteurs depuis le 16 Juin 2011
IE1 - Standard Efficiency	Depuis le 16 juin 2011 la commercialisation des moteurs IE1 n'est plus autorisée

Tableau.III.1 : Classes d'efficacité des moteurs asynchrones [36]

Notons que les moteurs spécifiquement conçus pour fonctionner avec un variateur de fréquence (selon IEC60034-25), les moteurs synchrones et les moteurs monophasés ne sont pas concernés par le passage à la classe IE3.

Aujourd'hui les plus grands fabricants proposent déjà des moteurs à aimants IE4, ce qui permettra, pour les plus petits moteurs, un gain en énergétique de 2,5% supplémentaires, par rapport aux moteurs IE3 et de 0,5% pour les gros moteurs. Cette nouvelle génération de moteurs à aimant génère leur propre champ magnétique sans devoir induire un courant. Il en résulte une faible production de chaleur (réduction des pertes joules). De plus, l'absence de pertes au rotor signifie un volume et un poids réduits, une réduction importante du bruit, l'augmentation de la fiabilité et de la durée de vie du moteur, en nécessitant moins de maintenance [36].

III.9.2. Quelles sont les valeurs limites des classes de rendement des moteurs ?

Le tableau. III.2 donne les valeurs limites des classes de rendement des moteurs 2, 4 et 6 pôles entre 0.75 et 375 kW (50 et 60 Hz) [37].

Tableau III.2 Classes de rendement IE 60034-30 (2008)

kW	HP	IE1 - Classe Standard						IE2 - Classe Haut rendement						IE3 - Classe Premium					
		2 pôles		4 pôles		6 pôles		2 pôles		4 pôles		6 pôles		2 pôles		4 pôles		6 pôles	
		50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz
0.75	1	72.1	77.0	72.1	76.0	70.0	73.0	77.4	75.5	79.6	82.5	75.9	80.0	80.7	77.0	82.5	85.5	78.9	82.5
1.1	1.5	75.0	78.5	75.0	79.0	72.9	75.0	79.6	82.5	81.4	84.0	78.1	85.5	82.7	84.0	84.1	86.5	81.0	87.5
1.5	2	77.2	81.0	77.2	81.5	75.2	77.0	81.3	84.0	82.8	84.0	79.8	86.5	84.2	85.5	85.3	86.5	82.5	88.5
2.2	3	79.7	81.5	79.7	83.0	77.7	78.5	83.2	85.5	84.3	87.5	81.8	87.5	85.9	86.5	86.7	89.5	84.3	89.5
3		81.5	-	81.5	-	79.7	-	84.6	-	85.5	-	83.3	-	87.1	-	87.7	-	85.6	-
3.7	5	-	84.5	-	85.0	-	83.5	-	87.5	-	87.5	-	87.5	-	88.5	-	89.5	-	89.5
4		83.1	-	83.1	-	81.4	-	85.8	-	86.6	-	84.6	-	88.1	-	88.6	-	86.8	-
5.5	7.5	84.7	86.0	84.7	87.0	83.1	85.0	87.0	88.5	87.7	89.5	86.0	89.5	89.2	89.5	89.6	91.7	88.0	91.0
7.5	10	86.0	87.5	86.0	87.5	84.7	86.0	88.1	89.5	88.7	89.5	87.2	89.5	90.1	90.2	90.4	91.7	89.1	91.0
11	15	87.6	87.5	87.6	88.5	86.4	89.0	89.4	90.2	89.8	91.0	89.7	90.2	91.2	91.0	91.4	92.4	90.3	91.7
15	20	88.7	88.5	88.7	89.5	87.7	89.5	90.3	90.2	90.6	91.0	89.7	90.2	91.9	91.0	92.1	93.0	91.2	91.7
18.5	25	89.3	89.5	89.3	90.5	88.6	90.2	90.9	91.0	91.2	92.4	90.4	91.7	92.4	91.7	92.6	93.6	91.7	93.0
22	30	89.9	89.5	89.9	91.0	89.2	91.0	91.3	91.0	91.8	92.4	90.9	91.7	92.7	91.7	93.0	93.6	92.2	93.0
30	40	90.7	90.2	90.7	91.7	90.2	91.7	92.0	91.7	92.3	93.0	91.7	93.0	93.3	92.4	93.6	94.1	92.9	94.1
37	50	91.2	91.5	91.2	92.4	90.8	91.7	92.5	92.4	92.7	93.0	92.2	93.0	93.7	93.0	93.9	94.5	93.3	94.1
45	60	91.7	91.7	91.7	93.0	91.4	91.7	92.9	93.0	93.1	93.6	92.7	93.6	94.0	93.6	94.2	95.0	93.7	94.5
55	75	92.1	92.4	92.1	93.0	91.9	92.1	93.2	93.0	93.5	94.1	93.1	93.6	94.3	93.6	94.6	95.4	94.1	94.5
75	100	92.7	93.0	92.7	93.2	92.6	93.0	93.8	93.6	94.0	94.5	93.7	94.1	94.7	94.1	95.0	95.4	94.6	95.0
90	125	93.0	93.0	93.0	93.2	92.9	93.0	94.1	94.5	94.2	94.5	94.0	94.1	95.0	95.0	95.2	95.4	94.9	95.0
110	150	93.3	93.0	93.3	93.5	93.3	94.1	94.3	94.5	94.5	95.0	94.3	95.0	95.2	95.0	95.4	95.8	95.1	95.8
132		93.5	-	93.5	-	93.5	-	94.6	-	94.7	-	94.6	-	95.4	-	95.6	-	95.4	-
150	200	-	94.1	-	94.5	-	94.1	-	95.0	-	95.0	-	95.0	-	95.4	-	96.2	-	95.8
160		93.8	-	93.8	-	93.8	-	94.8	-	94.9	-	94.8	-	95.6	-	95.8	-	95.6	-
185	250	-	94.1	-	94.5	-	94.1	-	95.4	-	95.4	-	95.0	-	95.8	-	96.2	-	95.8
200		94.0	-	94.0	-	94.0	-	95.0	-	95.1	-	95.0	-	95.8	-	96.0	-	95.8	-
220	300	94.0	94.1	94.0	94.5	94.0	94.1	95.0	95.4	95.1	95.4	95.0	95.0	95.8	95.8	96.0	96.2	95.8	95.8
250	350	94.0	94.1	94.0	94.5	94.0	94.1	95.0	95.4	95.1	95.4	95.0	95.0	95.8	95.8	96.0	96.2	95.8	95.8
300	400	94.0	94.1	94.0	94.5	94.0	94.1	95.0	95.4	95.1	95.4	95.0	95.0	95.8	95.8	96.0	96.2	95.8	95.8
330	450	94.0	94.1	94.0	94.5	94.0	94.1	95.0	95.4	95.1	95.4	95.0	95.0	95.8	95.8	96.0	96.2	95.8	95.8
375	500	94.0	94.1	94.0	94.5	94.0	94.1	95.0	95.4	95.1	95.4	95.0	95.0	95.8	95.8	96.0	96.2	95.8	95.8

Tableau.III.2 : Classes de rendement IE 60034-30 (2008) [37]

III.9.3. Comment comparer les rendements de la norme CEI 60034-30 à ceux d'autres normes ?

Le tableau. III.3 compare sommairement la norme CEI 60034-30 à d'autres normes et réglementations. La CEI 60034-30 ne prescrit aucun niveau de rendement, mais définit essentiellement trois classes de rendement. Elle a pour but de créer un référentiel au niveau international. La prescription relève des différents pays et de la directive européenne. Il reviendra à chaque pays d'adopter les niveaux de rendement minimum compatibles avec la directive européenne, pour permettre aux utilisateurs de choisir des moteurs offrant les meilleures performances énergétiques [37].

3 Feuille de route pour la mise en place des différentes classes de rendement internationales IE selon CEI 60034-30

Niveau de rendement	Classe de rendement CEI 60034-30	Incertitude selon CEI 60034-2-1 (2007)	Pays disposant de normes de rendement
Premium	IE3	Incertitude faible	Etats-Unis (2011) Europe (2015/2017 ¹)
Haut rendement	IE2	Incertitude faible	Etats-Unis Canada Mexique Australie Nouvelle-Zélande Brésil (2009) Chine (2011) Europe (2011 ¹) Suisse (prévu pour 2012)
Standard	IE1	Incertitude moyenne	Chine Brésil Costa Rica Israël Taiwan Suisse (prévu pour 2010)

L'absence de date indique que les valeurs NMPE sont déjà en vigueur. La norme CEI 60034-2-1 spécifie plusieurs méthodes de mesure présentant des niveaux d'incertitude différents. Les méthodes à incertitude faible ou moyenne sont admises pour la classe IE1 mais une incertitude faible est requise pour IE2 et IE3.

- ¹ Calendrier d'entrée en vigueur des classes de rendement au sein de l'UE:
- 16 juin 2011 : tous les moteurs de 0,75 à 375 kW devront être de classe IE2.
 - 1^{er} janvier 2015 : les moteurs de puissance nominale (P_n) entre 7,5 et 375 kW devront être de classe IE3 ou IE2 s'ils sont commandés en vitesse variable.
 - 1^{er} janvier 2017 : les moteurs de P_n compris entre 0,75 et 375 kW devront être de classe IE3 ou IE2 s'ils sont commandés en vitesse variable.

Tableau.III.3 : La norme CEI 60034-30 au niveau international [37].

III.10. 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 présenté les expressions nous indiquant l'évaluation des performances de la machine à partir de différentes puissances mises en jeu et les pertes qui y découlent savoir les pertes joules, fer, mécanique. Un positionnement des contraintes actuelles et futures de dimensionnement des moteurs électriques est aussi présent dans un cadre d'écoconception et d'optimisation.

Le chapitre suivant portera sur l'implantation et l'élaboration du code de calcul des moteurs asynchrone à cage.

Chapitre IV

**Elaboration du code de
dimensionnement structurel et
implantation sous MATLAB**

Chapitre IV Elaboration du code de dimensionnement structurel et implantation sous

Matlab

IV.1 Introduction

A partir des expressions de dimensionnement, on constate que les étapes de calcul sont interdépendantes les unes des autres et qu'à chaque fois qu'une contrainte électrique ou magnétique est évaluée il faut effectuer sa vérification par rapport aux valeurs normalisées fixées par les constructeurs. On définit les données des cahiers des charges des moteurs 1 et 2 dimensionnés dans les tableaux suivants :

Moteur1. La puissance nominale Pn	50 HP
La fréquence d'alimentation f	60 Hz
La tension entre phase U	460V
La vitesse de rotation Nr	1175 tr/min
Désignation du bati	365T
La classe du moteur	B
Le rendement	93,5%
Le facteur de puissance	0,86

Moteur2. La puissance nominale Pn	5 HP
La fréquence d'alimentation f	50 Hz
La tension entre phase U	380V
La vitesse de rotation Nr	1475 tr/min
Désignation du bati	145T
La classe du moteur	B
Le rendement	0,90
Le facteur de puissance	0,88

IV.2. Résultats de simulation

IV.2.1. Dimensions géométriques et électriques

Nous allons illustrés le résultat du programme en implémentant un code de dimensionnement structurel sous MATLAB à partir d'une plaque signalétique des moteurs asynchrone de 50 HP et de 5 HP de puissance. Les figures qui suivent respectivement démontrent les résultats du dimensionnement et des performances des deux moteurs.

Matlab

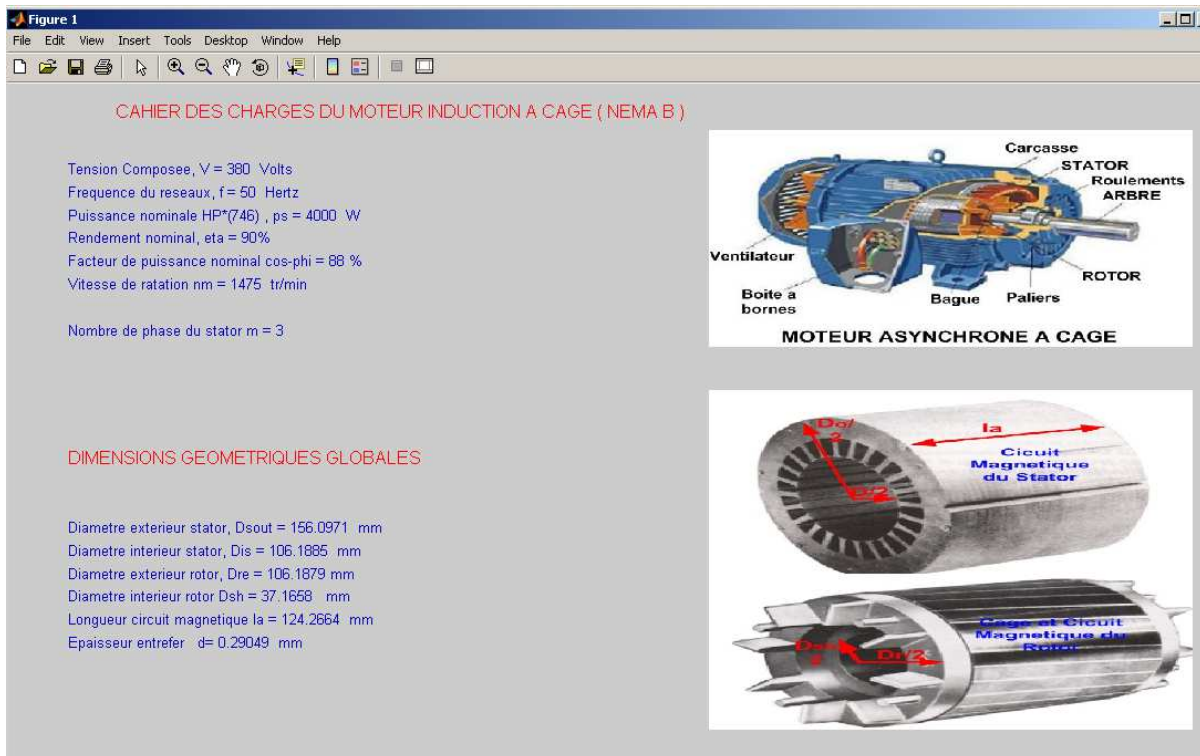
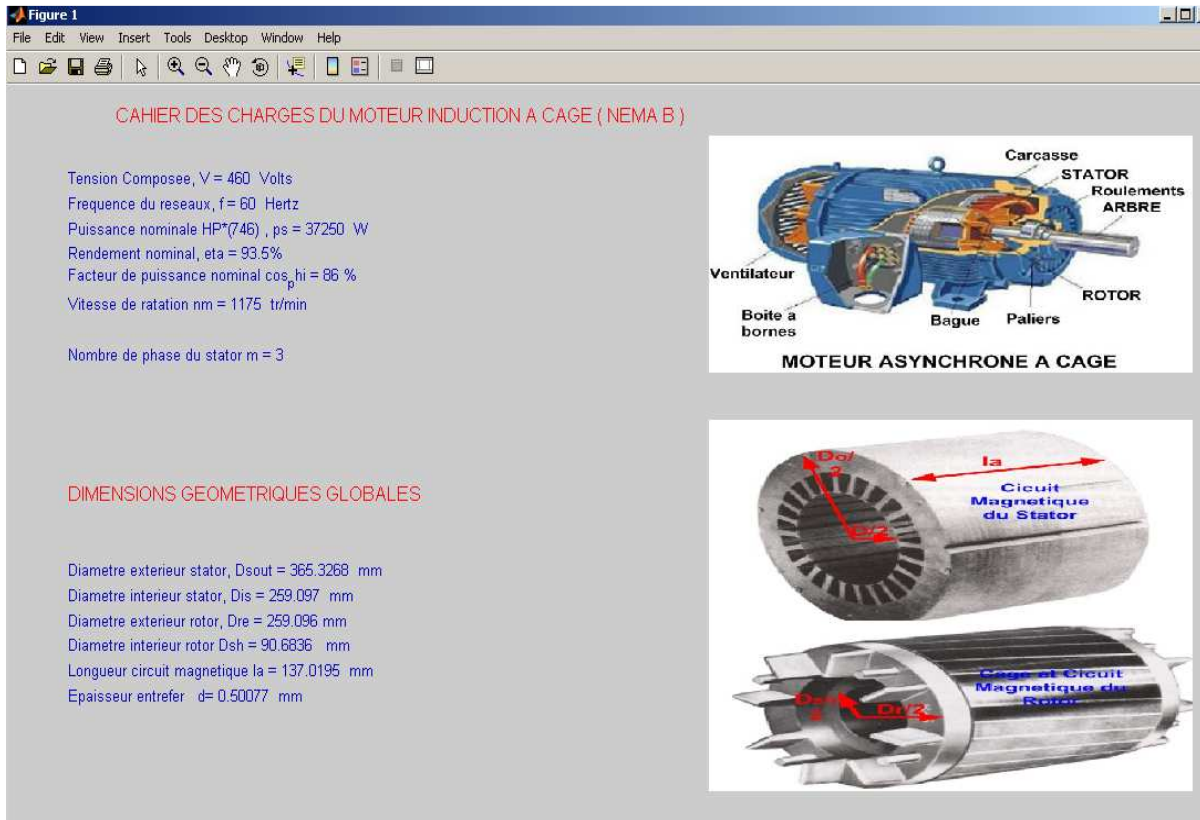
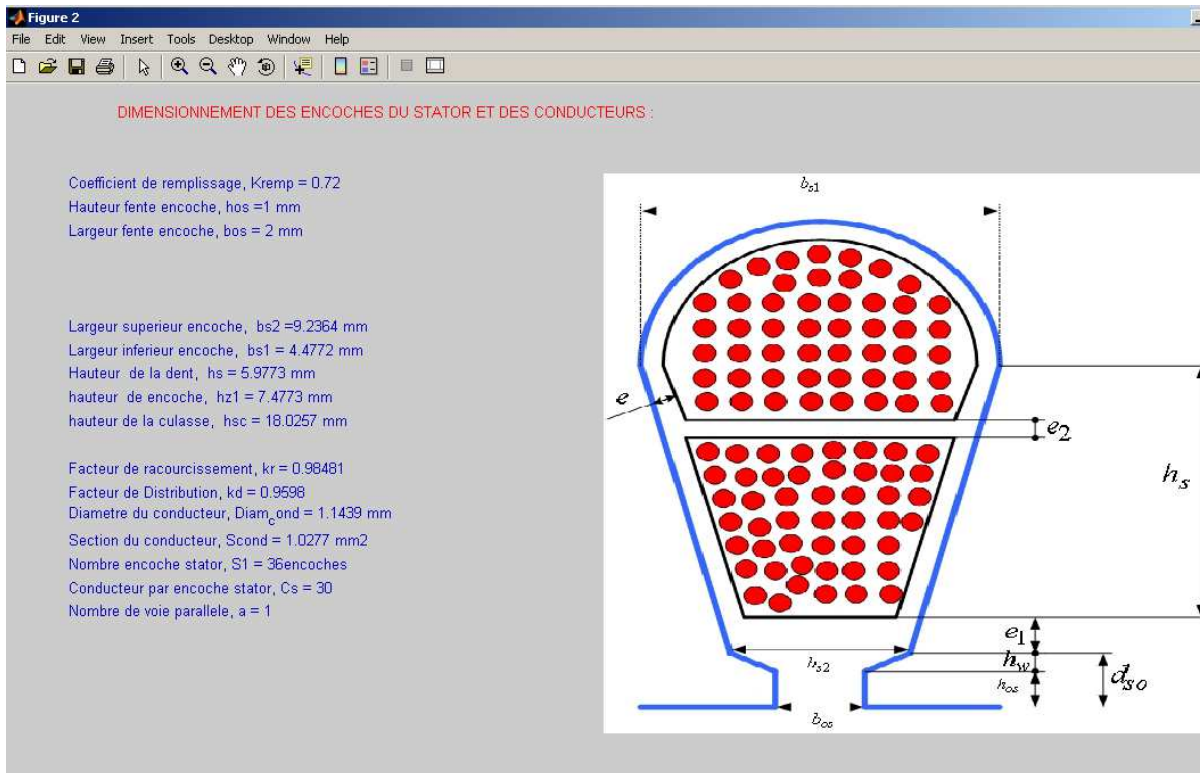
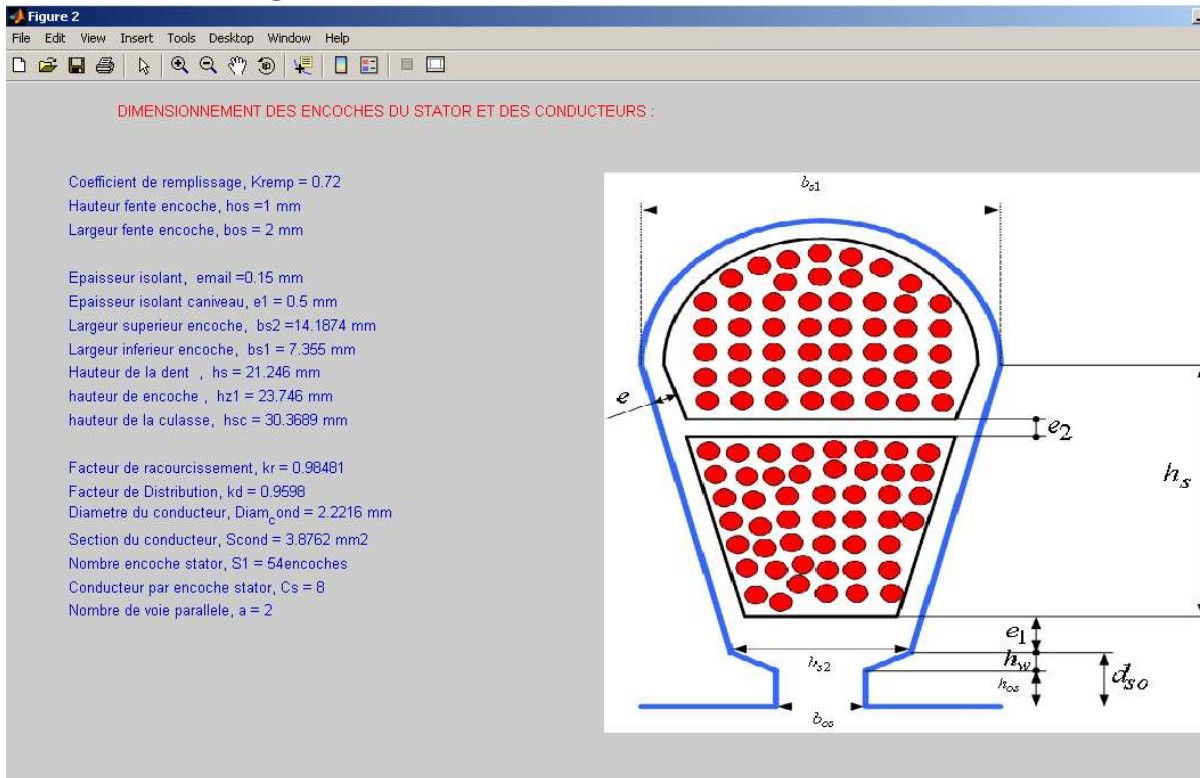


Figure. IV.1 : Cahier des charges et les dimensions principales.

Matlab

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



Matlab

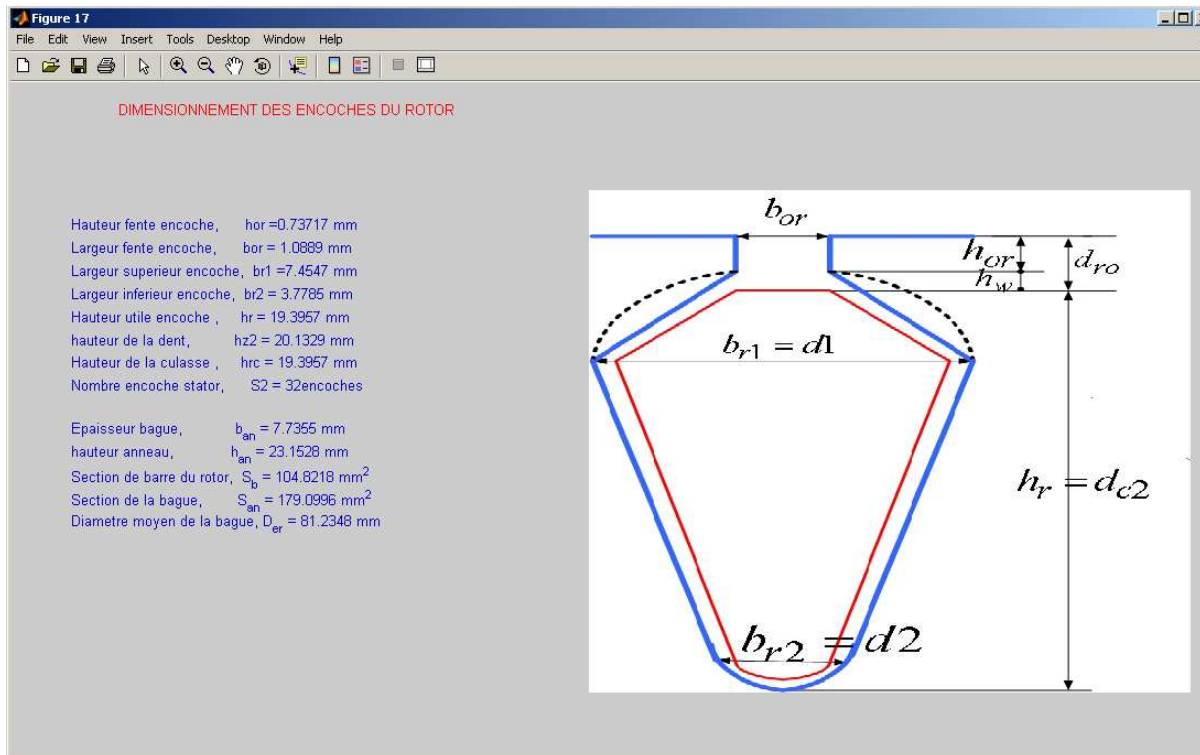
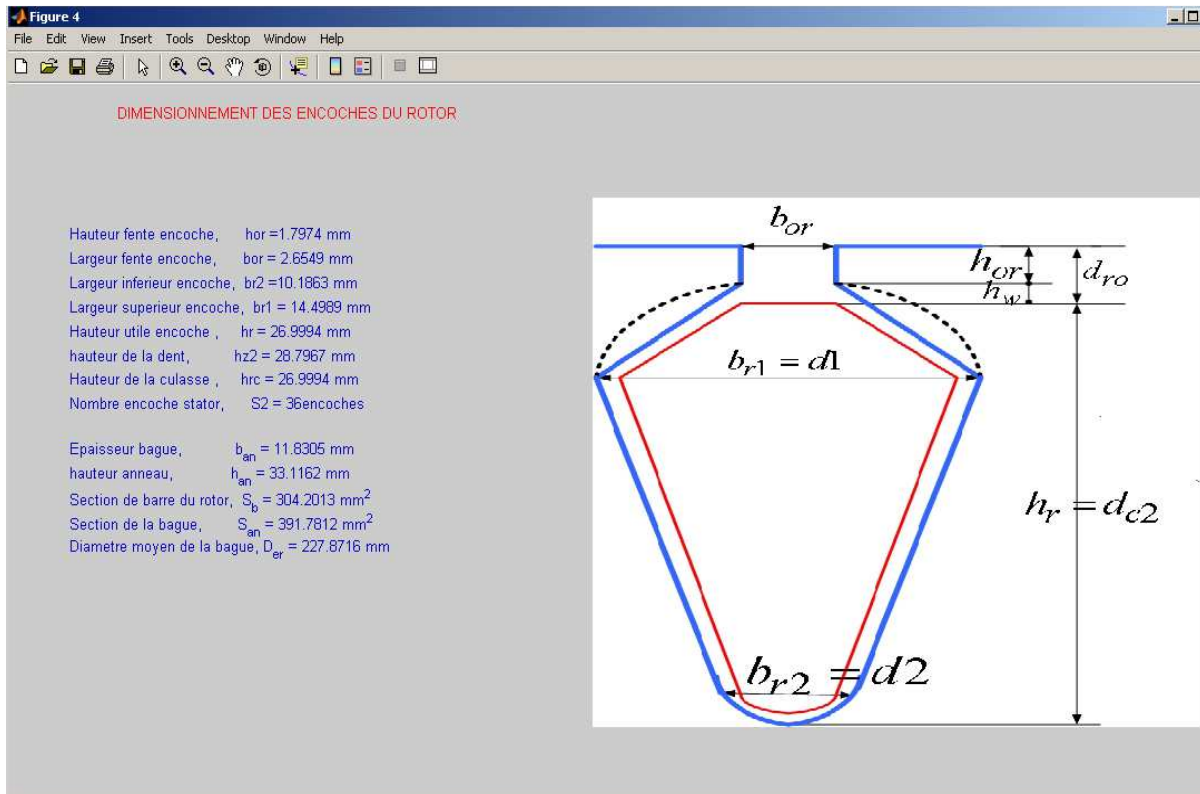


Figure. IV.3 : Dimensions et données locales du rotor.

Matlab

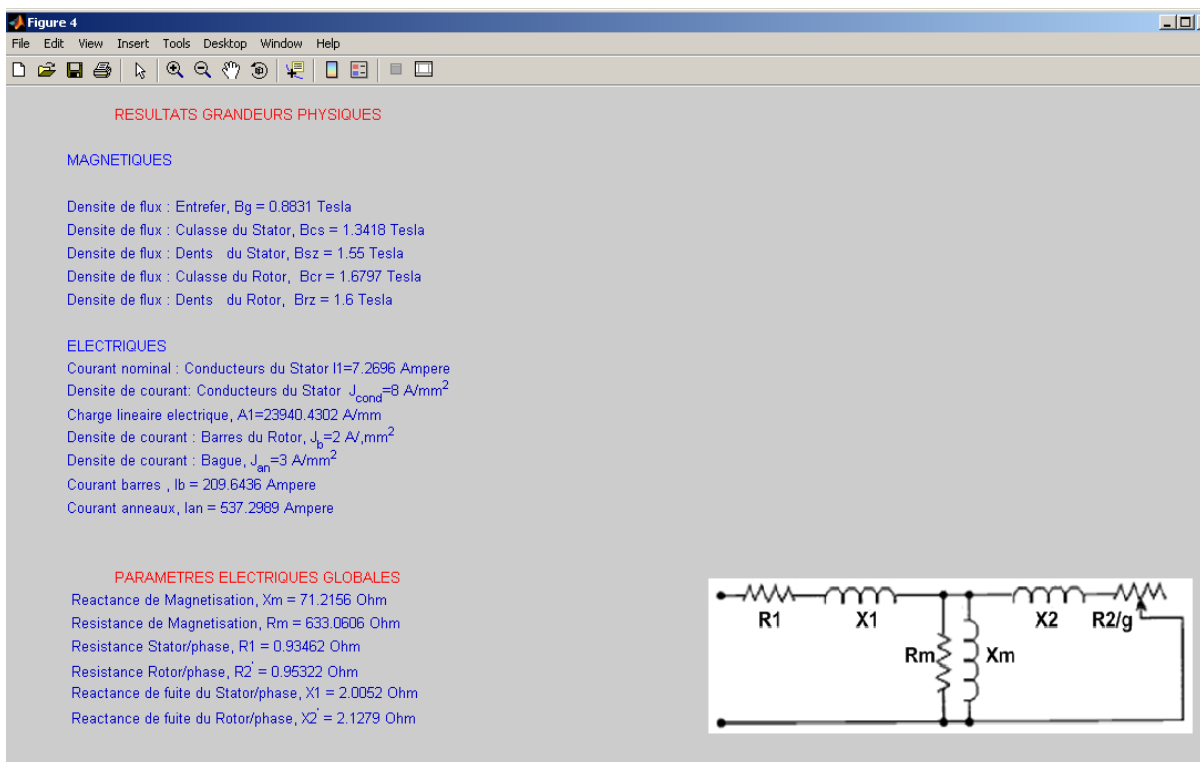
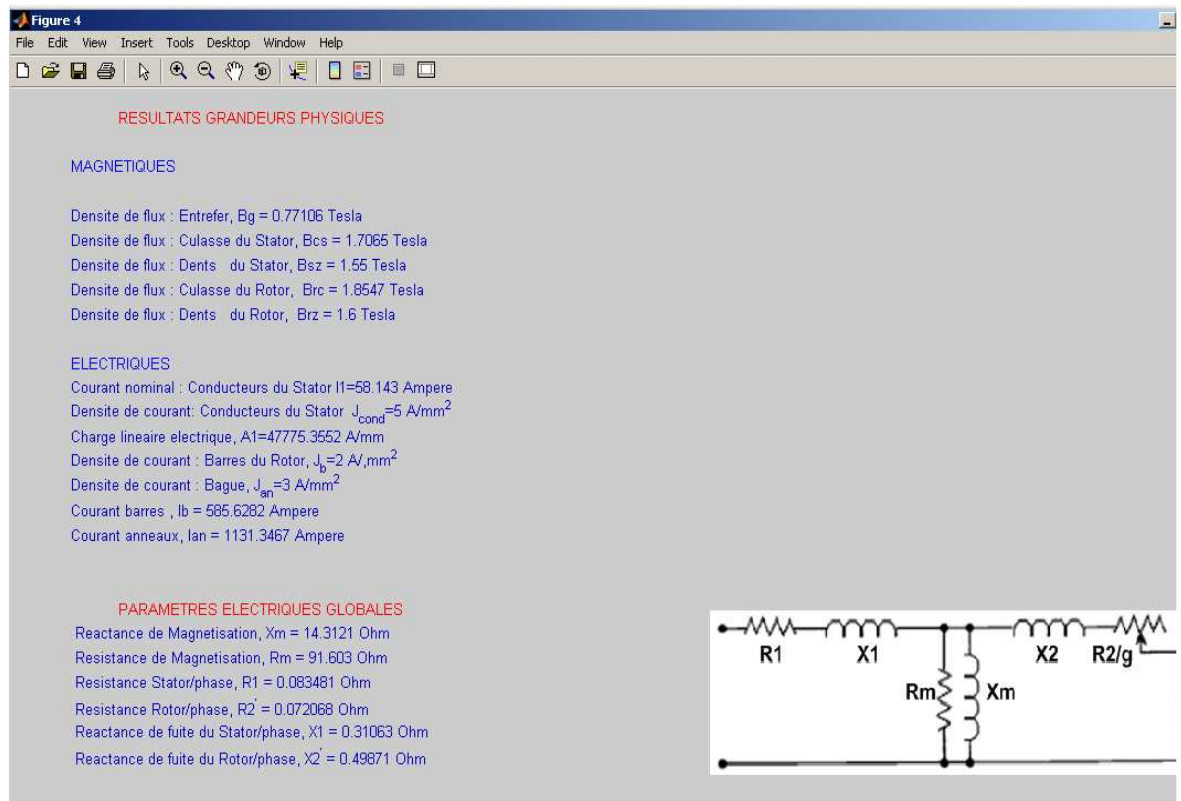


Figure. IV.4 : Paramètres électriques

Chapitre IV Elaboration du code de dimensionnement structurel et implantation sous

Matlab

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.

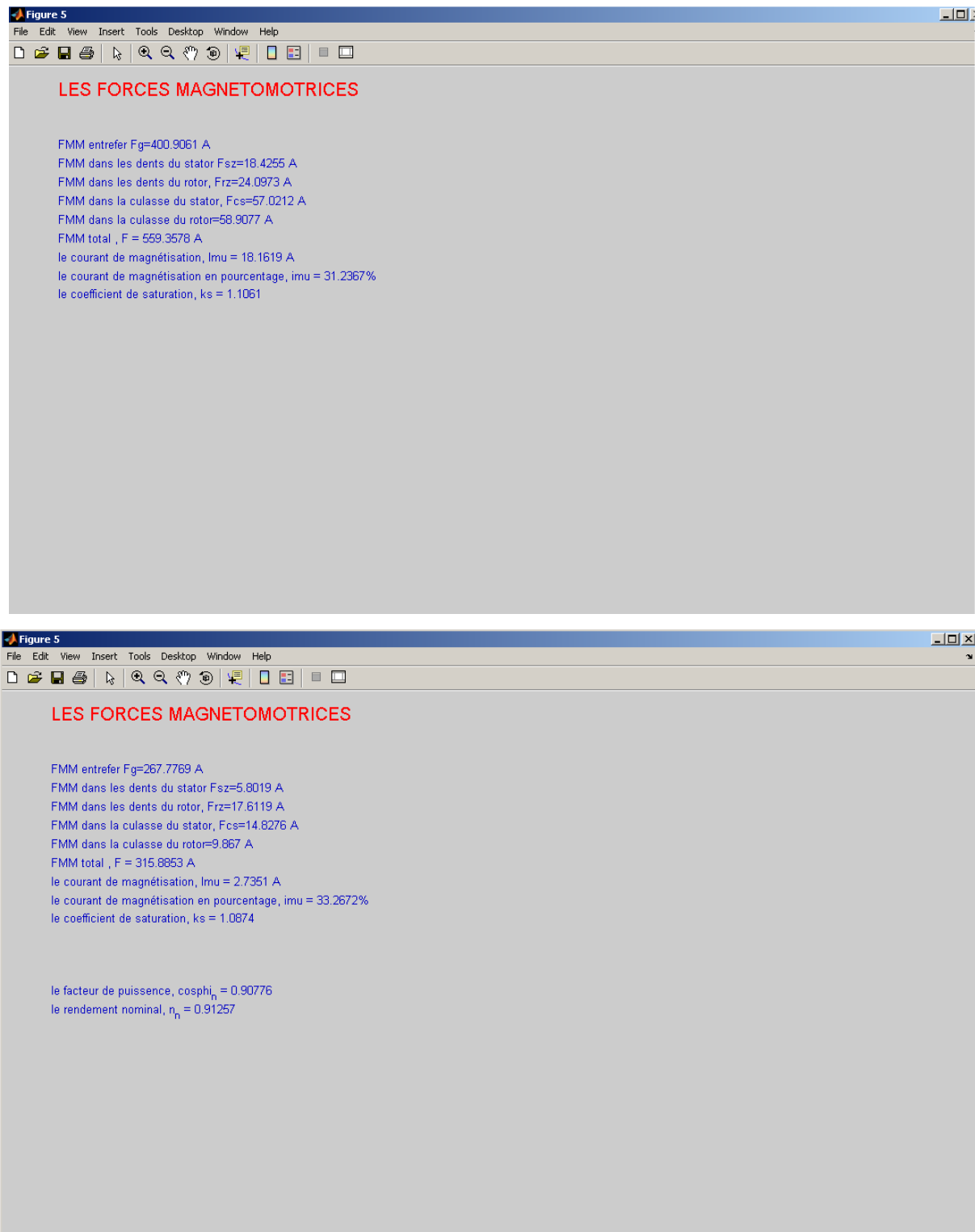


Figure. IV.5 : Calcul des FMMs.

Matlab

La figure.IV.5, illustre les résultats des calculs des forces magnétomotrices des différentes régions du moteur.

IV.2.2. Performances de la machine

L'étude des performances du moteur consiste en l'analyse des caractéristiques suivantes :

- Couple électromagnétique-vitesse ;
- Courant absorbé- vitesse ;
- Facteur de puissance-vitesse ;
- Puissance utile-vitesse ;
- Puissance absorbée- vitesse ;
- Rendement-glissement.

➤ **Machine1 50 HP**

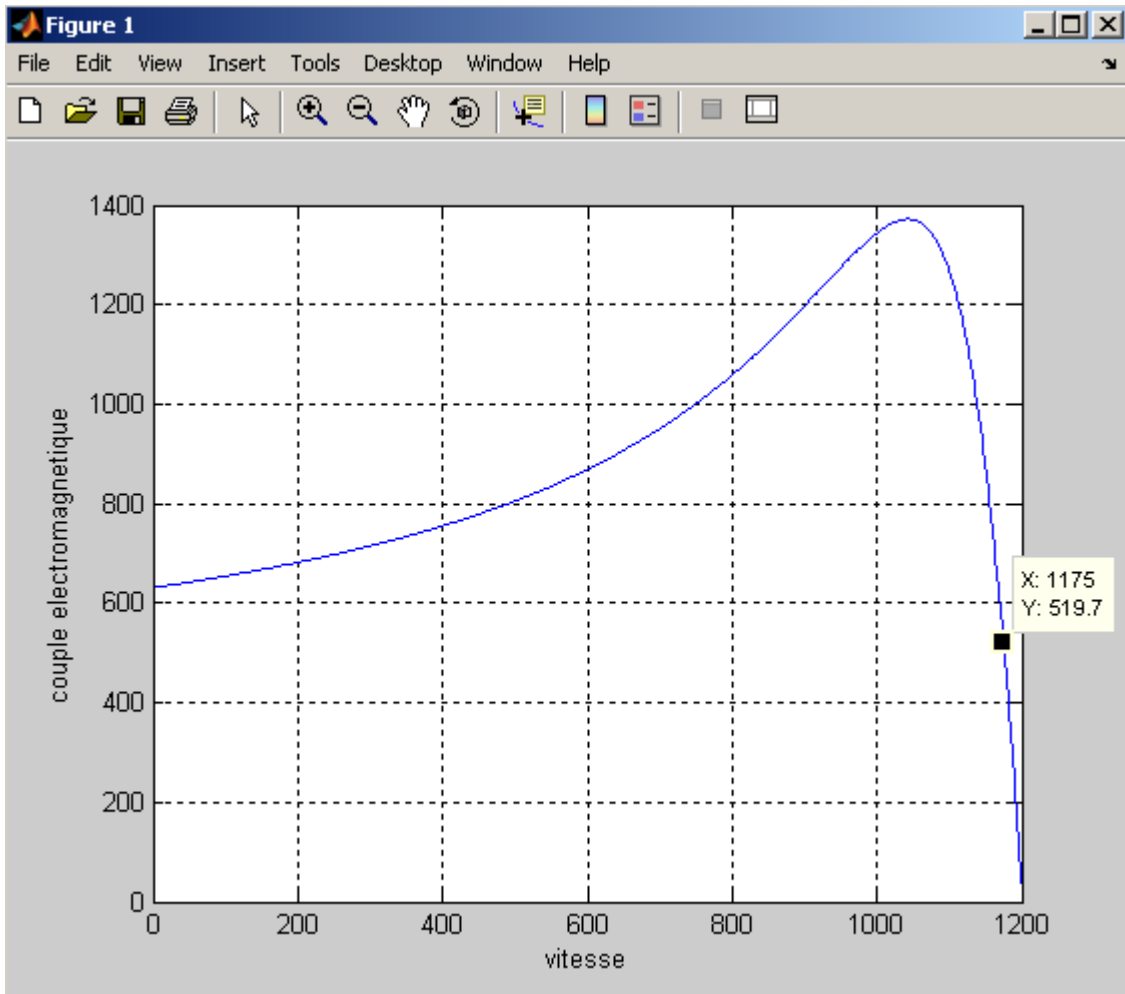


Figure. IV.6: Couple électromagnétique en fonction de la vitesse

Matlab

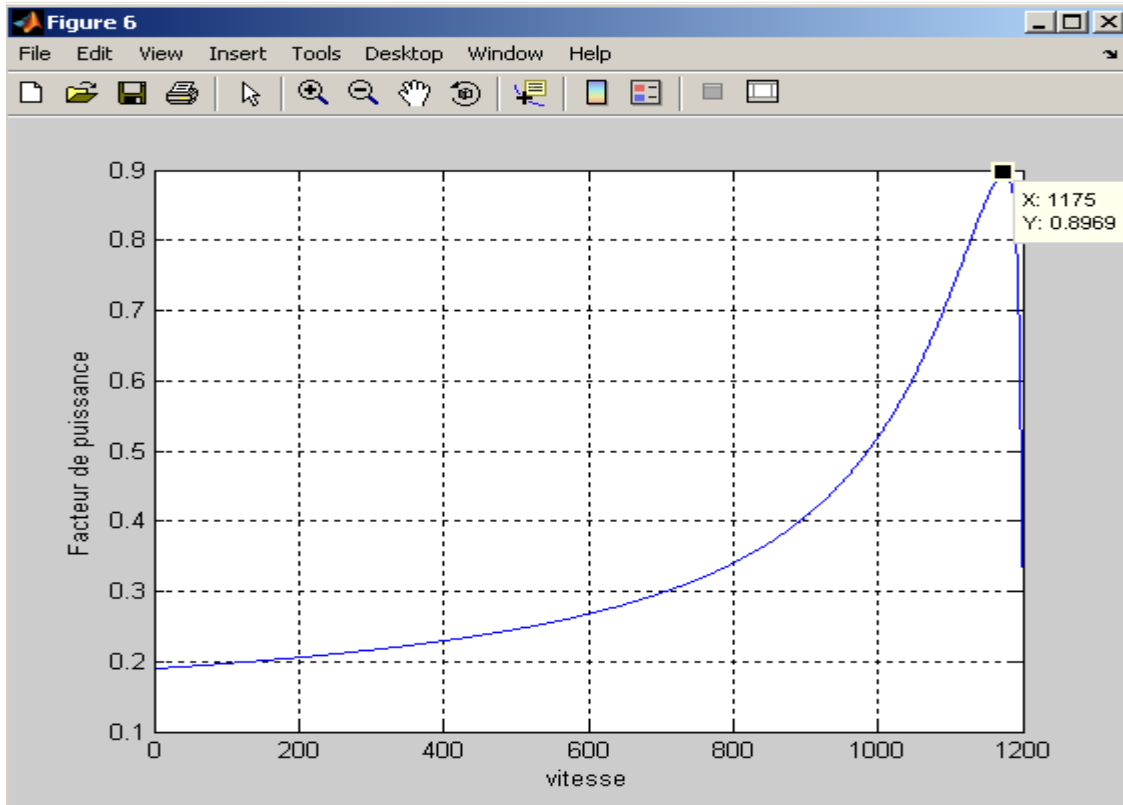


Figure. IV.7: Facteur de puissance en fonction de la vitesse

Cette figure présente le facteur de puissance obtenu qui est supérieur au facteur de puissance fixé par le cahier des charges.

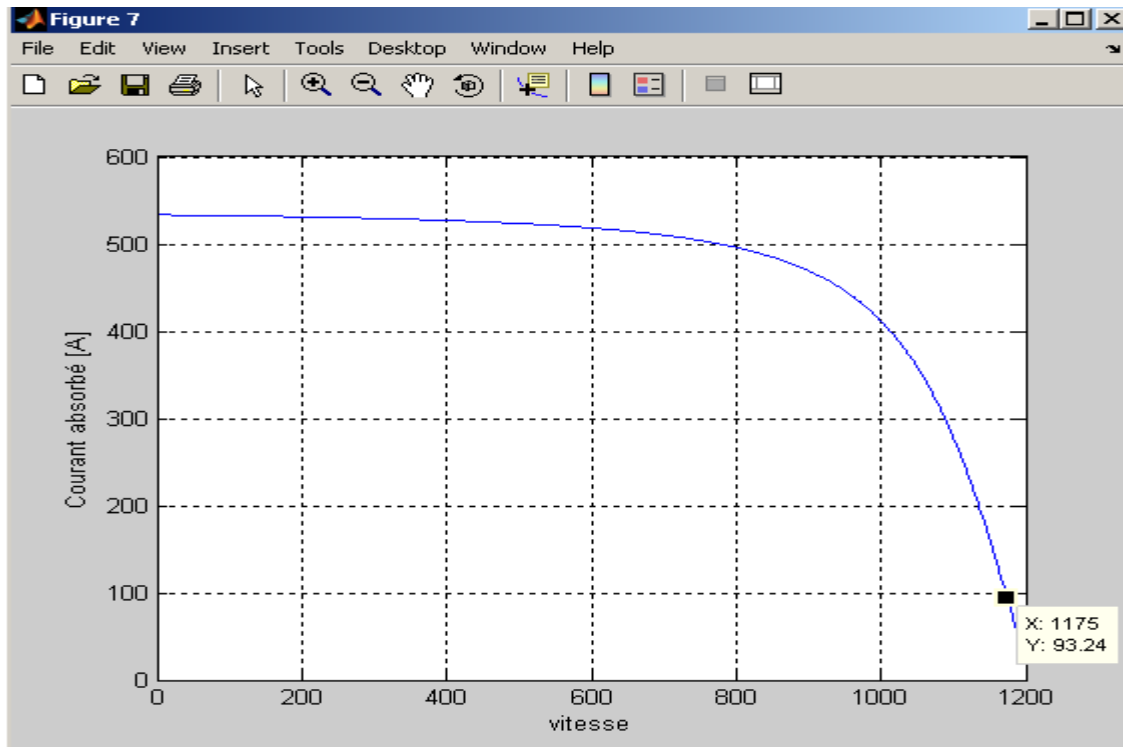


Figure. IV.8 : Courant en fonction de la vitesse

Matlab

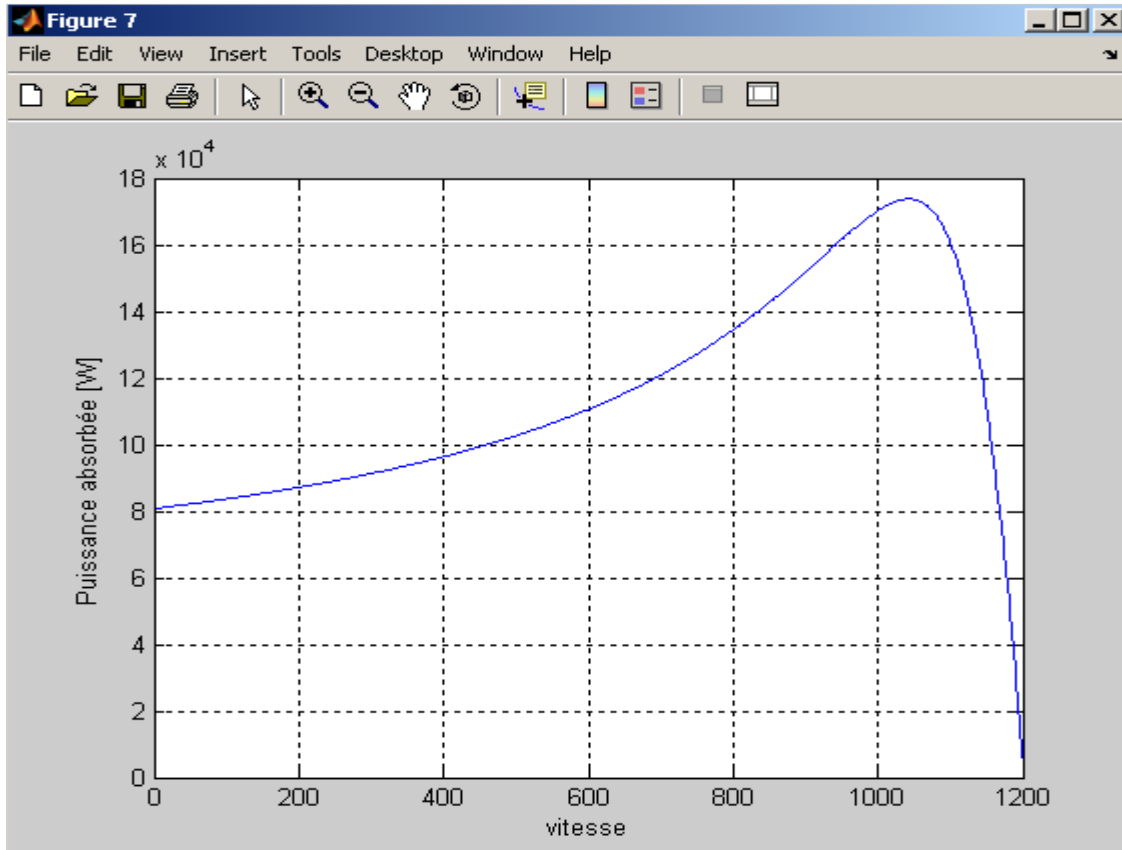


Figure. IV.9 : La puissance absorbée en fonction de la vitesse

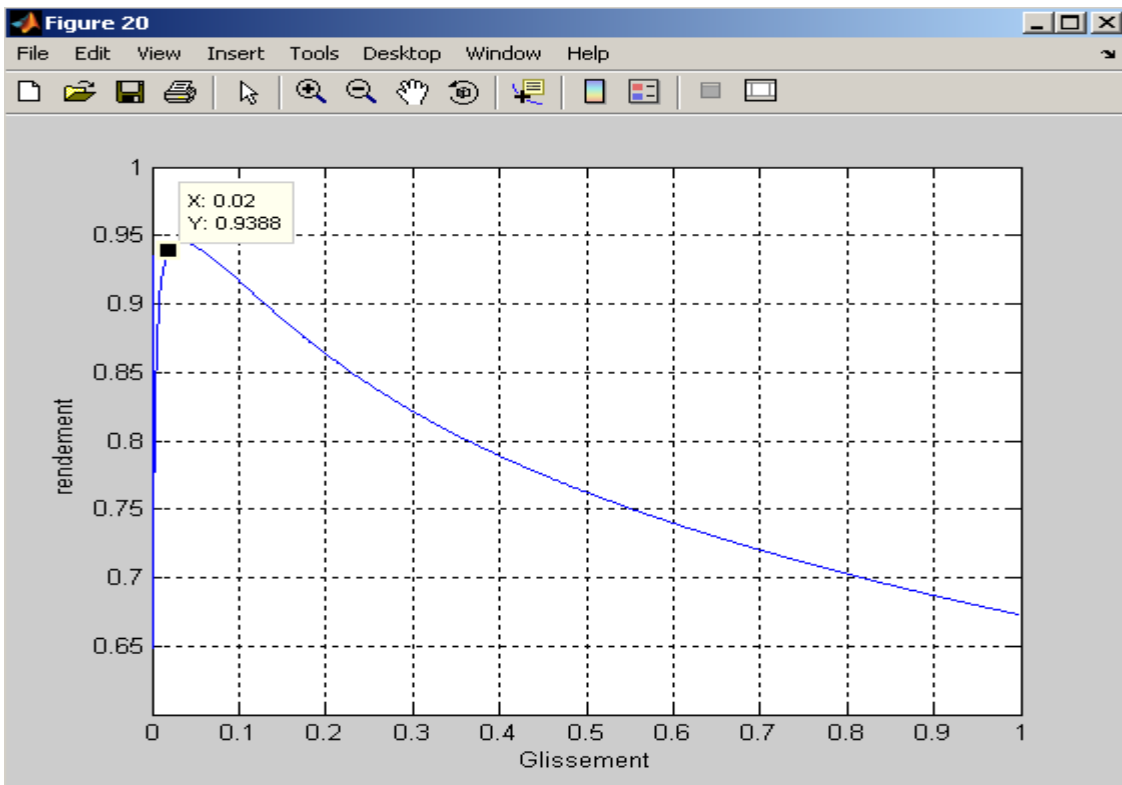


Figure. IV.10 : Rendement en fonction du glissement

Matlab

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

➤ **Machine 5 HP**

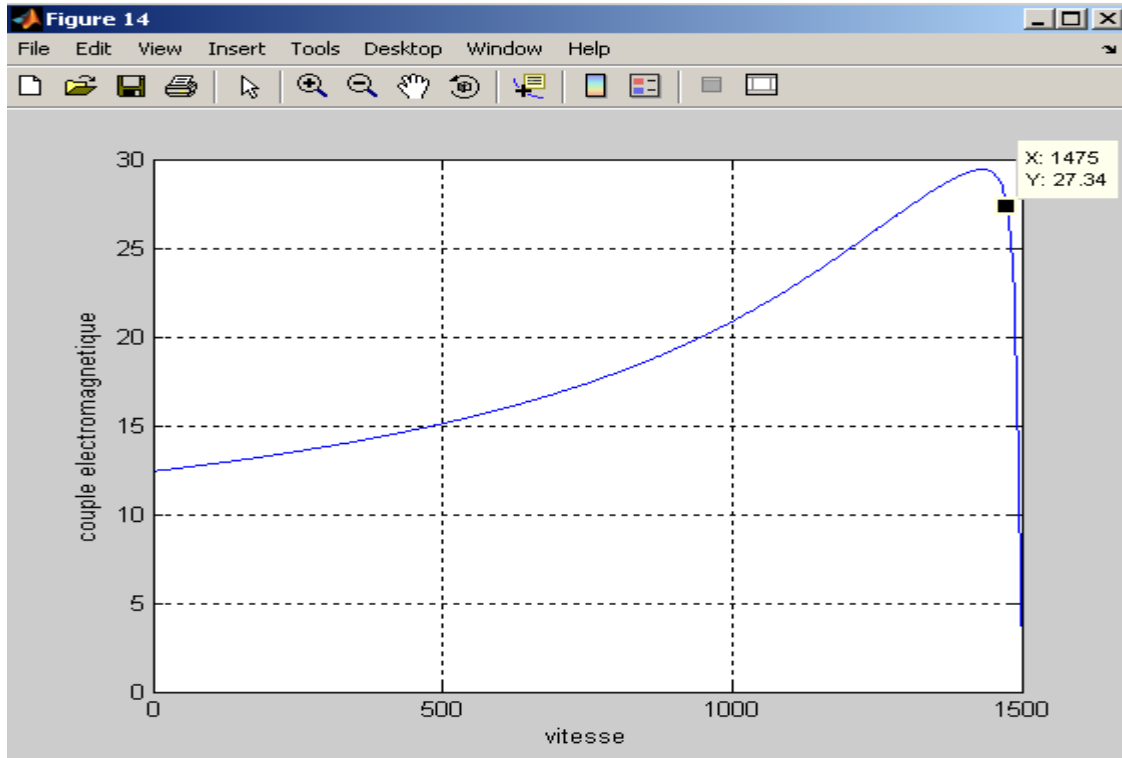


Figure. IV.11: Couple électromagnétique en fonction de la vitesse

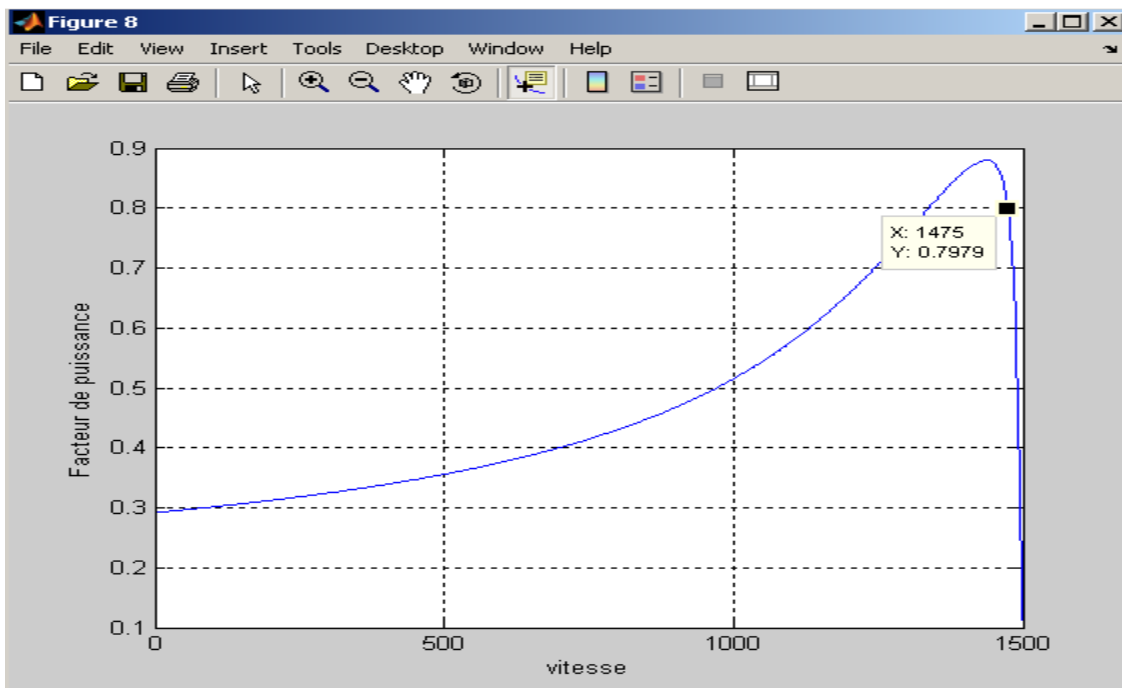


Figure. IV.12: Facteur de puissance en fonction de la vitesse

Matlab

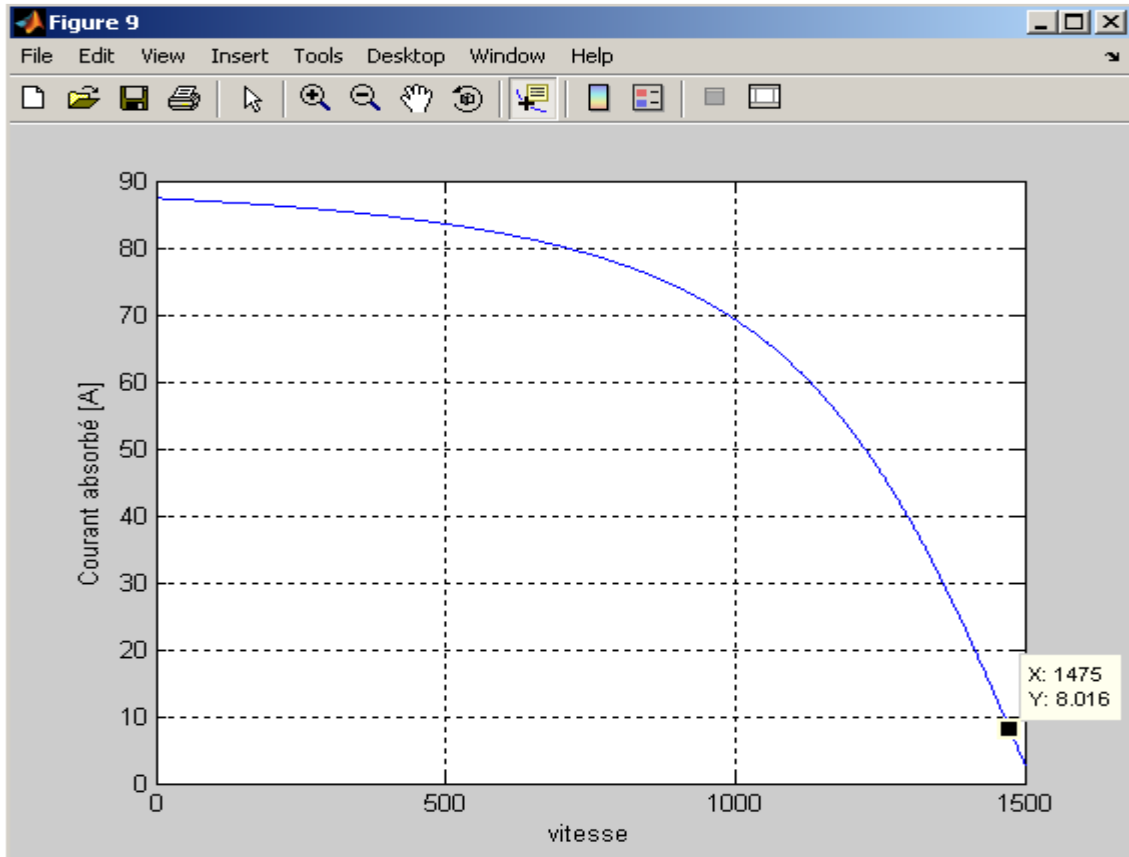


Figure. IV.13: Courant en fonction de la vitesse

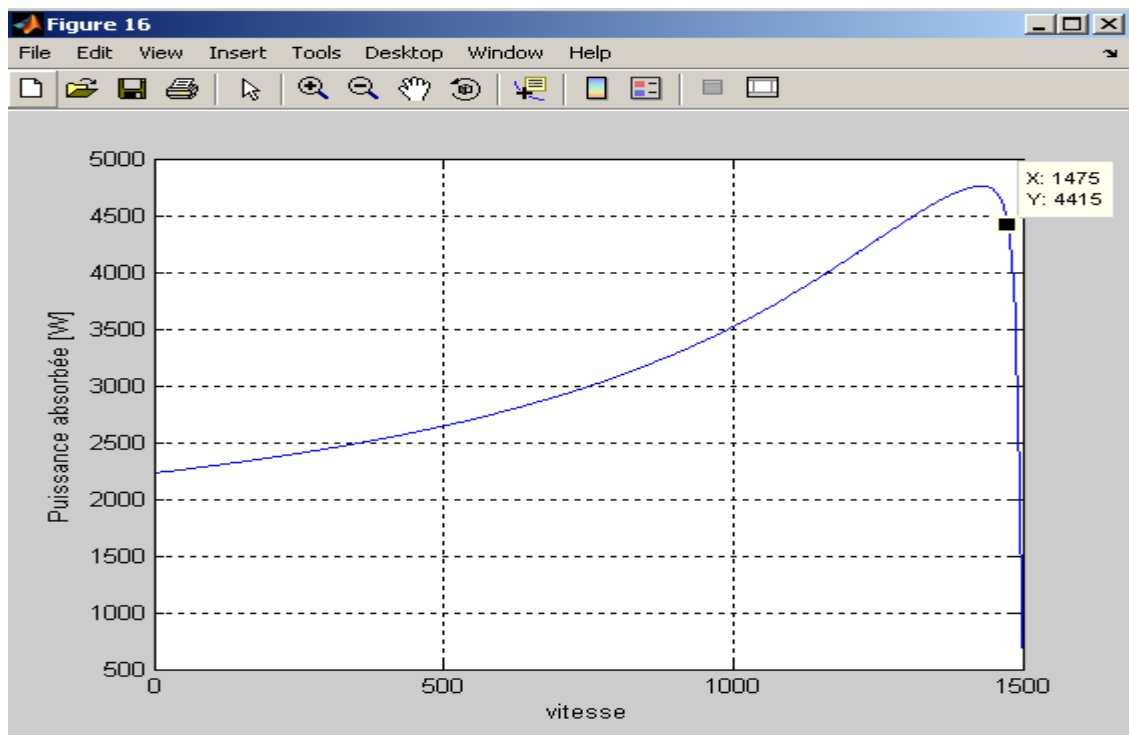


Figure. IV.14 : La puissance absorbée en fonction de la vitesse

Matlab

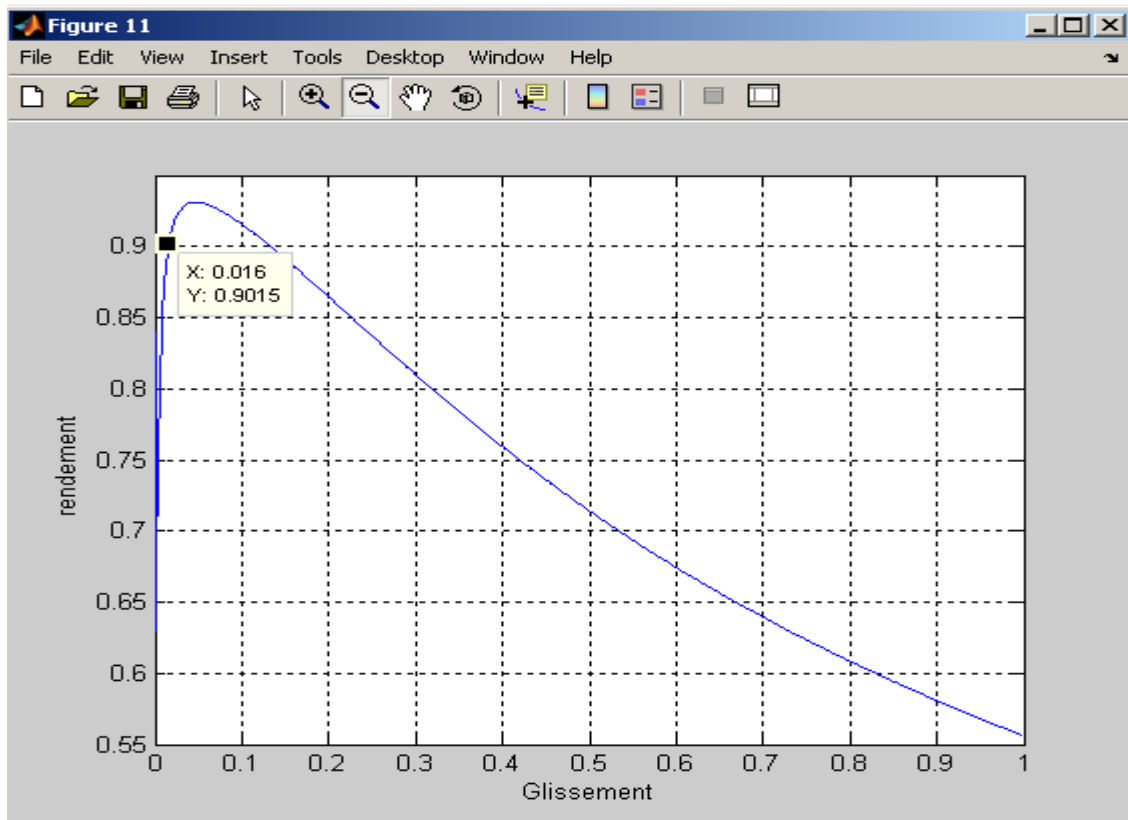


Figure. IV.15 : Rendement en fonction du glissement

IV.3. Conclusion

Les résultats obtenus sont plutôt satisfaisants dans l'ensemble par rapport aux contraintes imposées par les deux cahiers des charges. Cependant ce premier calcul représente un prédimensionnement des machines auxquels doit s'ajouter une étude thermique et mécanique.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présent dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du dimensionnement structurel des moteurs asynchrones à cage d'écureuil. L'approche du dimensionnement adaptée est basée sur un mix entre des relations analytiques et empiriques issues des méthodes de LIWSCHITZ et NEMA. Les dimensions calculées sont vérifiées par les grandeurs physiques admissibles et électriques (A , B_g ...). Le calcul des paramètres électriques conduit à une analyse des performances.

L'étude que nous avons faite à l'aide du logiciel MATLAB, nous a permis d'approfondir nos connaissances dans le domaine de la construction des machines électriques et en particulier la machine asynchrone qui joue un rôle très important dans les entraînements électriques industrielles et domestiques. Les codes de calcul mis en œuvre sous environnement MATLAB, concernant :

- Le calcul des paramètres inductifs et résistifs du dimensionnement des géométries de la machine, le calcul électrique et magnétique (Forces magnétomotrices dans les différentes régions).
- L'analyse des performances statiques de la machine.

En perspective, il serait envisageable d'inclure une large base de données des matériaux, ainsi que des spécifications selon la norme IE4 pour une optimisation de certaines dimensions.

Références

Bibliographiques

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Taibi Mebarek et Bensmaine Messaoud** « Dimensionnement et Simulation d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil ». Mémoire de Master académique .01 Juin 2016. Université de Ouargla
- [2] **Chekroun salim** « Contribution à l'étude des moteurs asynchrones à haut rendement » Thèse de doctorat de l'université de Batna.05 Mai 2011.
- [3] **Georges Spinnler** « Conception des machines, principe et applications ». Livre : Lausanne P.P.U.R 1998.
- [4] **Sadek Bensaid et Nourdine Helali** « Analyse et dimensionnement des moteurs asynchrones triphasés à cage », Mémoire de Master académique. 03Juillet 2014.UMMTO
- [5] **Stéphane Brisset** « Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques » Rapport de Synthèse présenté à l'université des sciences et technologies de Lille en vue d'obtenir l'habilitation à diriger des recherches. 18 décembre 2007.
- [6] **Alain Édouard Perret** « Contribution à la conception de moteurs électriques assistée par ordinateur ». Thèse de doctorat N° 541(1984) de l'école polytechnique de Lausanne.
- [7] **Wided Degaïchia** «Conception et dimensionnement des moteurs asynchrones de petite et moyenne puissances». Thèse de doctorat N°2367(2001) de l'école polytechnique de Lausanne.
- [8] **Gaëtan Didier** « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances ». Thèse de doctorat. 29 Octobre 2004. Université Henri Poincaré. Nancy-I
- [9] **Pedro martinez-Osorio martin-riva** : « Conception d'un moteur a cage d'écureuil asynchrone », École technique supérieure d'ingénierie (ICAI), Diplôme en génie électromécanique Spécialité électrique Juillet 2014
- [10] **Robert Chauprade, Francis Milsant** : « Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM, Paris, édition. Eyrolles, coll. « Ingénieurs EEA », 1980.
- [11] **Walid Boughanmi** « Eco-conception des motorisations électriques : application à la machine asynchrone », Thèse de doctorat, de l'université d'Artois. 30 novembre 2012.
- [12] **Machines électriques** : Formation continue–techniciens supérieurs–ingénieurs électrotechniciens : La machine asynchrone. Edition revue 2010, Bapio Bayala.
- [13] **Ait oufella Lilia et Goumiri Lila** « Contribution au dimensionnement des moteurs asynchrones par implémentation d'un code de calcul interactif sous MATLAB GUI » Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique. 2010.UMMTO.
- [14] **Technique de l'ingénieur**, « D3410, D3411, D3412, D3420, D3480, D3485, D3486, D3495 ».

- [15] **Benguedouar Yassine** « Algorithme d'optimisation par essaim de particules (OEP) Application à l'amélioration des moteurs El-Azazga, Algérie ». Mémoire de Master académique. 2012.Université de Ouargla.
- [16] **Claude Chevassu** « Généralités sur les machines électriques tournantes ». O1MM 2^e année, version de septembre 2012.
- [17] **M. Tarik Merzouki** « Modélisation couplée électrique-magnétique- mécanique des machines asynchrones à cage en régime transitoire par la méthode des éléments finis ». Mémoire de magister. 13 Juin 2009.
- [18] **Dorin cozonac** : « Conception d'une machine asynchrone haute température », Thèse de doctorat, de l'Université d'Artois. Béthune le 7 octobre 2015.
- [19] **Frédéric WURTZ** « Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques ». Thèse de doctorat , l'institut national polytechnique de Grenoble. 30 mars 1992
- [20] **Gary Bollenbacher** «Fortran program for inductions motors». Publication Nelson H. F. Beebe University of Utah Department of Mathematics, 110 LCB. 30 March 2013 Version 2.42
- [21] **I.P. Kopylov** «Protection des machines électriques», Edition Moscou,2002.
- [22] **Electrotechnique** Chapitre7 Machine asynchrone triphasée ©Fabrice Sincère ; version 3.0.3<http://pagesperso-orange.fr/fabrice.sincere/>
- [23] **M. Rachek et A. Kennour** « Calcul des paramètres électriques d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil ». Mémoire d'ingénieur, Université Mouloud MAMMERRI. 1993.
- [24] **Ion. Boldea, Syerd. A. Nasar.** «The induction machine handbook» ISBN: 0-8493-0004, CRC press, 2002.
- [25] **Réal-Paul Bouchard et Guy Olivier** « Conception de moteurs asynchrones triphasés ». Professeurs titulaires, département de génie électriques et génie informatique. Presses internationales polytechnique. Edition Presse Internationales ISBN: 2-553-00615-2, Polytechnique.1997.
- [26] **Technical article** : «Optimization of induction motor with pole-changing winding by finite element models » <http://www.compumag.org/jsite/images/stories/newsletter/ICS-07-14-2-Hameyer.pdf>
- [27] **B. Saint-Jean** : « Électrotechnique et Machines électriques ». *LIDEC - Eyrolles, 1976*

- [28] **Annexe de la thèse** : « Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques », F.WURTZ, thèse de l'institut national polytechnique de Grenoble, le 28 mai 1996.
- [29] **M. Kostenko and L. Piotrovski**: 'Machines à courant alternatif', ed: Editions Mir Moscou, 1969
- [30] **Rebbah Redjem** « Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques Application aux moteurs asynchrones ». Mémoire de magister. 2006. Université Mentouri Constantine
- [31] **R. Farez, M. Messaoui et M. Benbelkacem** « Calcul d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil ». Université Mouloud MAMMEREI.1998.
- [32] **S. Bouferguene** « Etude et calcul d'une machine asynchrone triphasée, application à une machine de 4Kw. Mémoire d'ingénieur, Université Mouloud MAMMEREI.1997
- [33] **Jonathan Sprooten** «Finite element and electrical circuit modelling of faulty induction machines–study of internal effects and fault detection techniques». Thèse de doctorat, Université Libre de Bruxelles (ULB). 2007.
- [34] **Journal le vrac** « Moteurs : en quoi consiste la classification des rendements ? », sur le site du CEMEP : <http://www.cemep.org/index.php?id=53>
- [35] **Certificats d'économies d'énergie** : Fiche explicative n°64 fiche explicative Moteur asynchrone performant. Fiches d'opérations standardisées concernées : IND-UT-112, IND-UT-123 et IND-UT-132
- [36] **Jean-Benoît Verbeke - Pirotech** « Le moteur IE3 en service commande depuis janvier 2015 », article de Facilitateur Energie pour l'Industrie Utilisation Rationnelle de l'Énergie Septembre 2015
- [37] **Notice technique** : Power and productivity for a better world ABB « Moteurs asynchrones basse tension (BT) Norme CEI 60034-30 sur les classes de rendement.